

**RODRIGO DA SILVA**

**INVERSORES MULTINÍVEIS COM ACOPLAMENTO  
MAGNÉTICO E MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS**

**FLORIANÓPOLIS**

**2009**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**INVERSORES MULTINÍVEIS COM ACOPLAMENTO**  
**MAGNÉTICO E MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

**RODRIGO DA SILVA**

**Florianópolis, Fevereiro de 2009**



# INVERSORES MULTINÍVEIS COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO E MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS

**Rodrigo da Silva**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Orientador

---

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Presidente

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

---

Prof. Leandro Michels, Dr.

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.



À minha mãe





---

# Agradecimientos



*Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários  
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.*

## **INVERSORES MULTINÍVEIS COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO E MODULAÇÃO TRÊS NÍVEIS**

**Rodrigo da Silva**

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico

Palavras-chave: Inversores multiníveis, modulação por largura de pulso, transformadores de múltiplos enrolamentos

Número de Páginas:

Este trabalho tem por objetivo estudar uma proposta para conexão de inversores três níveis com modulação *PWM* senoidal para geração de uma estrutura multinível a partir do acoplamento magnético entre os mesmos. Primeiramente uma breve descrição dos inversores mais consolidados na literatura é realizada. Posteriormente, uma análise matemática sobre a modulação *SPWM* aplicada em inversores monofásicos em ponte completa é mostrada. A partir disso, inicia-se o estudo sobre o inversor multinível oriundo da conexão entre dois inversores de tensão monofásicos em ponte completa via transformador de três enrolamentos. São examinadas as formas de onda da tensão de saída, espectro harmônico, problemas relacionados a essa conexão bem como equacionamento matemático para dimensionamento dos componentes constituintes da estrutura de potência. O capítulo seguinte trata das estratégias de controle necessária para implementação da estrutura. O controle do fluxo de potência processada entre os inversores e a eliminação da componente de corrente média são explanadas. Seguidamente, trate-se do tópico referente ao projeto físico do inversor a partir das equações obtidas durante todo processo de estudo. Por fim, os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos em laboratório são comparados para comprovação da análise realizada ao longo do trabalho.



*Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.*

## **MULTILEVEL INVERTERS WITH MAGNETIC COUPLING AND THREE LEVEL MODULATION**

**Rodrigo da Silva**

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drivers

Keywords: Multilevel inverters, pulse-width modulation, multiwinding transformers

Number of Pages:

This work proposes a connection of three level inverters, which present sinusoidal *PWM* modulation, in order to create a multilevel structure from a magnetic coupling between them. Firstly, a brief description about the consolidate multilevel inverters is performed. After that, a mathematical analysis about *SPWM* modulation applied to a single phase inverter, in full bridge structure, is explained. In face of that, a study about multilevel inverters which are originated from a three winding transformer connection using two full bridge single phase voltage inverters is presented. Output voltage waveforms, harmonic spectrum, problems related to the connection, as well as mathematical derivation to determine the power components values are developed. In the following, the control strategy which is necessary for implementation is discussed. The control of the processed power that flows between inverters and the average current component elimination are described. In the sequence, shows the inverter design is shown as the result of the previous study. Finally, simulation and experimental results, which are obtained in the laboratory, are compared in order to prove the analysis performed during the work.



---

# Sumário

<b>Introdução</b>	<b>1</b>
Organização do Trabalho . . . . .	4
<b>1 Inversores Multiníveis, Uma Revisão</b>	<b>7</b>
1.1 Inversor com Diodo de Grampeamento . . . . .	10
1.1.1 Versão Três Níveis . . . . .	10
1.1.2 Versão Cinco Níveis . . . . .	12
1.1.3 Versão Cinco Níveis Trifásica . . . . .	14
1.2 Inversor com Capacitores Flutuantes . . . . .	15
1.2.1 Versão Três Níveis . . . . .	15
1.2.2 Versão Cinco Níveis . . . . .	16
1.2.3 Versão Cinco Níveis Trifásica . . . . .	18
1.3 Inversores em Cascata . . . . .	20
1.3.1 Versão Três Níveis . . . . .	20
1.3.2 Versão Cinco Níveis . . . . .	23
1.3.3 Versão Cinco Níveis Trifásica . . . . .	24
1.4 Inversores Multiníveis com Acoplamento Magnético e Modulação Três Níveis	27

1.4.1	Versões Trifásicas . . . . .	31
1.5	Conclusões . . . . .	34
<b>2</b>	<b>Modulação PWM Senoidal Aplicada em Inversores Ponte Completa</b>	<b>37</b>
2.1	Modulador $a$ . . . . .	41
2.2	Modulador $b$ . . . . .	44
2.3	Modulador $c$ . . . . .	46
2.4	Modulador $d$ . . . . .	49
2.5	Comprovação de Resultados . . . . .	51
2.6	Conclusões . . . . .	54
<b>3</b>	<b>Inversores Multiníveis com Acoplamento Magnético e Modulação Três Níveis</b>	<b>55</b>
3.1	Equacionamento Matemático . . . . .	56
3.2	Análise do Elemento de Conexão . . . . .	59
3.3	Indutor de Acoplamento . . . . .	61
3.4	Circuito Equivalente do Inversor . . . . .	65
3.5	Filtragem da Tensão de Saída . . . . .	67
3.6	Considerações sobre o Índice de Modulação . . . . .	70
3.7	Ondulação de Corrente . . . . .	72
3.7.1	Ondulação de Corrente de Saída . . . . .	72
3.7.2	Ondulação de Corrente nos Indutores de Acoplamento . . . . .	75
3.8	Dimensionamento do Capacitor de Saída . . . . .	77
3.9	Conclusões . . . . .	78
<b>4</b>	<b>Controle do Fluxo de Potência e Componente Média de Corrente</b>	<b>81</b>
4.1	Controle do Fluxo de Potência . . . . .	82
4.1.1	Controle de Potência Ativa . . . . .	83





4.1.2	Controle de Potência Reativa . . . . .	85
4.2	Controle da Componente Média de Corrente . . . . .	88
4.3	Conclusões . . . . .	94
<b>5</b>	<b>Projeto do Inversor Multinível</b>	<b>95</b>
5.1	Especificações . . . . .	95
5.2	Projeto do Estágio de Potência . . . . .	97
5.2.1	Dimensionamento dos Capacitores de Barramento . . . . .	98
5.2.2	Especificação da Relação de Transformação e Índices de Modulação . . . . .	100
5.2.3	Dimensionamento dos Indutores de Acoplamento . . . . .	101
5.2.4	Dimensionamento do Capacitor de Saída . . . . .	103
5.3	Projeto dos Circuitos Auxiliares . . . . .	103
5.3.1	Sensoriamento . . . . .	104
5.3.2	Condicionamento de Sinal . . . . .	105
5.3.3	Circuitos de Proteção . . . . .	107
5.4	Projeto do Estágio de Controle . . . . .	111
5.4.1	Projeto dos Controladores de Potência . . . . .	112
5.4.2	Projeto dos Controladores de Corrente Média . . . . .	112
5.4.3	Discretização dos Controladores . . . . .	115
5.5	O Processador TMS320F2808 . . . . .	118
5.6	Implementação Digital . . . . .	120
5.7	Conclusões . . . . .	122
<b>6</b>	<b>Simulações e Resultados Experimentais</b>	<b>125</b>
6.1	Circuitos de Simulação . . . . .	125
6.2	Protótipo . . . . .	128
6.3	Resultados de Simulação e Experimentais . . . . .	128
6.3.1	Resultados para Carga Resistiva . . . . .	129

---

6.3.2	Resultados para Carga Não-Linear . . . . .	131
6.4	Conclusões . . . . .	134
<b>Conclusões</b>		<b>135</b>
<b>Referências Bibliográficas</b>		<b>140</b>
<b>A Diagramas Esquemáticos</b>		<b>141</b>

---

# Simbologia e Abreviaturas

## Lista de Símbolos Utilizados

Símbolo	Significado	Unidade
$C_n$	<i>n-ésimo capacitor</i>	F
$D_n$	<i>n-ésimo diodo</i>	
$E$	<i>Tensão média do barramento CCV</i>	
$S_n$	<i>n-ésimo interruptor</i>	
$M$	<i>onda moduladora</i>	
$T_n$	<i>n-ésima onda triangular</i>	
$N$	<i>número de bobinas</i>	
$C_o$	<i>capacitor de filtragem</i>	F
$R_o$	<i>resistência de saída</i>	$\Omega$
$t$	<i>variável tempo</i>	s
$f(t)$	<i>onda moduladora genérica</i>	
$m(t)$	<i>onda portadora genérica</i>	
$f'(t)$	<i><math>f(t)</math> com defasagem angular</i>	
$m'(t)$	<i><math>m(t)</math> com defasagem angular</i>	
$d(t)$	<i>razão cíclica do interruptor</i>	
$\mu$	<i>sinale do modulante</i>	
$\alpha$	<i>índice de modulação</i>	
$ds_n(t)$	<i>n-ésima onda dente-de-serra</i>	

$v_{ab}(t)$	<i>tensão entre os terminais a e b</i>	V
$i_o(t)$	<i>corrente de saída</i>	A
$v_o(t)$	<i>tensão de saída</i>	V
$i_C(t)$	<i>corrente no capacitor C</i>	A
$i_L(t)$	<i>corrente no indutor L</i>	A
$v_L(t)$	<i>tensão no indutor L</i>	V
$h(n)$	<i>amplitude da n-ésima harmônica</i>	V
$tr_n(t)$	<i>n-ésima onda triangular</i>	
$v_{Th}(t)$	<i>tensão equivalente thevenin</i>	V
$L_{Th}(t)$	<i>indutância equivalente thevenin</i>	H
$f_{sw}$	<i>frequência da onda portadora</i>	Hz
$f_o$	<i>frequência de saída</i>	Hz
$\Delta I$	<i>ondulação de corrente</i>	A
$\Delta V$	<i>ondulação de tensão</i>	V
$q$	<i>carga elétrica</i>	C
$P$	<i>potência ativa</i>	W
$Q$	<i>potência reativa</i>	VAR
$\delta$	<i>ângulo de abertura</i>	rad
$B$	<i>indução magnética</i>	T
$H$	<i>campo magnético</i>	A/m
$r_s$	<i>resistência parasita série</i>	$\Omega$
$l_s$	<i>indutância parasita série</i>	H
$L_M$	<i>indutância magnetizante</i>	H
$n$	<i>relação de transformação</i>	

## Lista de Abreviaturas

Abreviação	Significado
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
GTO	<i>Gate Turn Off Thyristors</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>



---

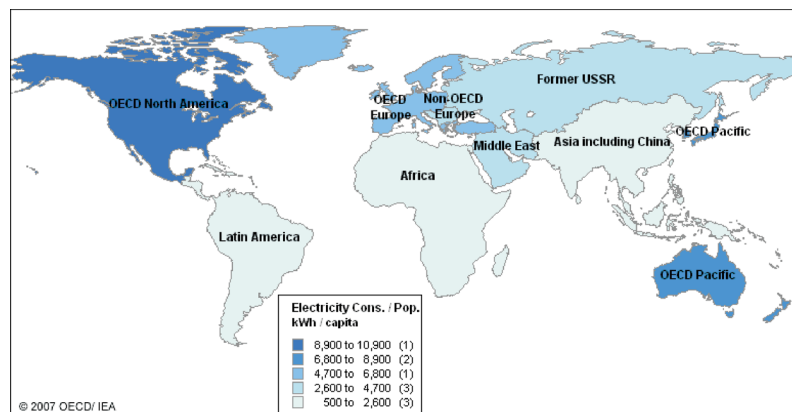
<b>CC</b>	<i>Corrente Contínua</i>
<b>CA</b>	<i>Corrente Alternada</i>
<b>HVDC</b>	<i>High Voltage Direct Current</i>
<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<b>SPWM</b>	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
<b>EMI</b>	<i>Electromagnetic Interference</i>
<b>NPC</b>	<i>Neutral Point Clamped Inverter</i>
<b>FPF</b>	<i>Filtro Passa Faixa</i>
<b>FPB</b>	<i>Filtro Passa Baixa</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>



---

# Introdução

Devido, principalmente, à facilidade de transmissão e conversão em outras fontes, a energia elétrica tornou-se um dos mais atrativos tipos de energia para a humanidade. Utilizada principalmente para aplicações em iluminação, movimento mecânico e geração de calor, esse tipo de energia é, atualmente, primordial para o desenvolvimento industrial e, por consequência, o desenvolvimento econômico e social das nações. Para ilustrar a densidade de utilização desse tipo de energia na escala mundial, a Figura 1 mostra o consumo de eletricidade *per capita* no mundo segundo dados do ano de 2005 da *Agência Internacional de Energia*.



**Figura 1:** Mapa indicador do consumo per capita de energia elétrica no mundo segundo dados de 2005 da Agência Internacional de Energia.

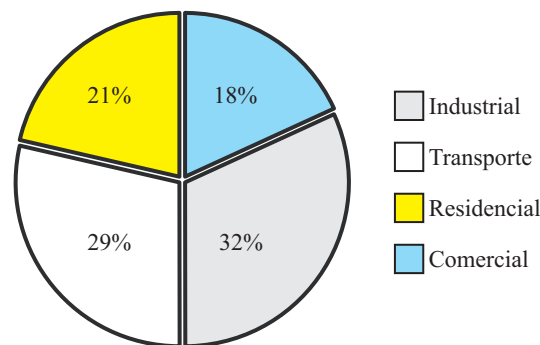
As áreas mais escuras indicam uma alta densidade de consumo de energia por pessoa, por consequência, as regiões claras são aquelas de menor densidade de consumo de energia elétrica entre os habitantes. É interessante salientar no mapa a proximidade entre o consumo de eletricidade e o desenvolvimento econômico. Os países que retém grande poderio econômico

estão na lista dos maiores consumidores de energia no mundo.

Além disso, tratando-se do consumo de energia, pode-se relacioná-lo entre quatro grandes categorias:

- ▷ Industrial;
- ▷ Transporte;
- ▷ Comercial;
- ▷ Residencial.

Nesses setores, a utilização da eletricidade é, atualmente, utilizada segundo a proporcionalidade mostrada no gráfico da Figura 2.



**Figura 2:** Representação gráfica do consumo de energia elétrica pelos principais setores da economia.

Dentro de cada um desses setores, a utilização da energia elétrica na forma bruta, ou seja, como ela é fornecida pelas concessionárias do setor elétrico, tornou-se um hábito em extinção. Isso se deve ao fato de que, na grande maioria dos equipamentos elétricos, há a necessidade de algum tipo de processamento de energia para adequação de níveis de tensão e corrente, formas de onda e ainda regulação dessas variáveis elétricas. Tais necessidades são hoje viáveis devido, principalmente, à *Eletrônica de Potência*.

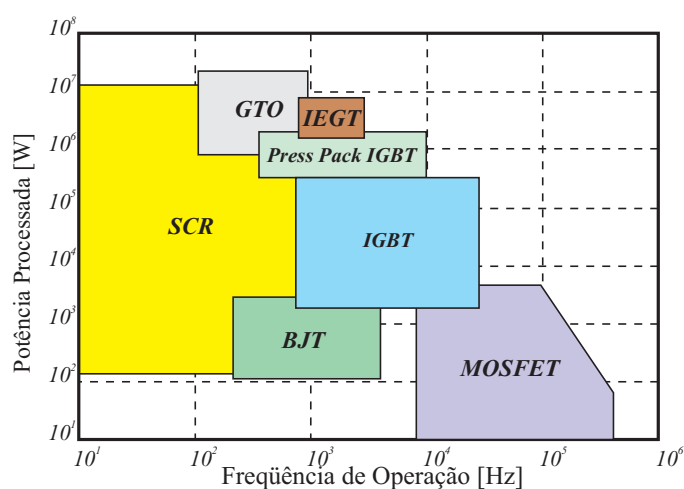
Tal ciência tem por finalidade a transformação e adaptação da energia elétrica através de uma maneira específica de controle para interligação entre uma fonte e o usuário. Esse controle é proporcionado pelos semicondutores de potência, cuja função é de interruptor, o qual tem entrada e saída de condução comandados via sinais elétricos de baixa potência.

Após a revolução na eletrônica proporcionada pela invenção do transistor pelos laboratórios da *Bell Telephone* em dezembro de 1947, a eletrônica de potência surgiu, em 1956, com a invenção do tiristor, ou *Silicon Controlled Rectifier (SCR)*, pela *General Electric (GE)*. Este componente foi o primeiro semicondutor de potência sobre qual podia-se imprimir al-



gum tipo de controle. Desde então, ocorreu uma rápida demanda pela procura de dispositivos cada vez mais sofisticados.

No ano de 1975 os transistores de junção bipolar começaram a ser aplicados para processamento de potência. Nesse ano, obteve-se a capacidade de comandar a entrada e interrupção da condução de corrente, o que não acontecia com os tiristores. Nos anos seguintes apareceram outros tipo de interruptores como *MOSFETs* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), *IGBTs* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e *GTOs* (*Gate Turn Off Thyristors*). As faixas de operação, compreendendo a relação entre potência processada e frequência de operação de cada um desses interruptores, são ilustradas na Figura 3.



**Figura 3:** Faixa de operação dos interruptores de potência [1].

Para aplicações onde a operação é em baixa frequência, os *SCRs* apresentam-se como principal tipo de interruptor a serem utilizados. Ainda nessa faixa de frequência e para mais altas potências os *GTOs* são os principais representantes. O transistor bipolar, o qual encontra-se em processo de desuso, é aplicável em frequências da ordem dos *Quilohertz* e processamento de unidades de *Quilowattz*. Para maiores potências, tem-se como representante principal o *IGBT*. Para uma maior frequência de comutação, o mercado é dominado pelo *MOSFET*, apesar deste não ser capaz de processar potências maiores como faz o *IGBT* por exemplo.

Através desses semicondutores, a eletrônica de potência é capaz de processar energia elétrica, com alta eficiência, para aplicações como fontes de alimentação, controle de motores elétricos, aquecimento, sistemas de alimentação ininterrupta (*UPS*), controle de fator de potência, iluminação e conexão de fontes renováveis, como eólica, à rede elétrica. Essas funções são realizadas através dos seguintes tipos de conversores estáticos:

- ▷ Retificadores, os quais têm a função de transformar grandezas alternadas em contínuas;
- ▷ Inversores, que são o caso dual dos retificadores, ou seja, transformam uma variável elétrica com perfil contínuo em alternado;
- ▷ Cilcoconversores, responsáveis para conversão de grandezas alternadas com uma determinada frequência, em outra, também alternada, porém com frequência distinta da primeira;
- ▷ Conversores  $CC$ - $CC$ , os quais processam energia entre grandezas contínuas.

Restringindo esses conversores para tratar especificamente dos inversores, ou conversores  $CC$ - $CA$ , estes possuem aplicações como em *UPSs*, aquecimento por indução, transmissão de energia em corrente contínua (*HVDC*), *drivers* para motores e conexão entre de fontes renováveis e rede elétrica. Essas aplicações levaram à disseminação desse tipo de conversor no mercado e, por conseqüência, um investimento considerável na pesquisa científica tanto na procura por novas estruturas de potência quanto na melhoria das estratégias de controle e modulação necessárias para o perfeito funcionamento do equipamento.

## Organização do Trabalho

Os capítulos seguintes tratam de um estudo sobre uma estrutura de inversores multiníveis. O primeiro capítulo mostra as estruturas de potência de inversores difundidos. As estruturas de potência desses inversores são ilustradas e alguns resultados de simulação são apresentados. Ainda nesse primeiro capítulo uma proposta de estrutura de inversores, a partir da conexão via acoplamento magnético, é apresentada bem como circuitos derivados da mesma.

No capítulo seguinte, uma análise matemática, visando o estudo da modulação dos inversores monofásicos com modulação *PWM* senoidal (*SPWM*) é realizada. Essa análise é importante para estudo do espectro harmônico do inversor em estudo.

No terceiro capítulo, a estrutura de potência do inversor multinível é analisada a partir do estudo do espectro harmônico. A conexão via transformador é examinada, possíveis problemas devido à conexão e soluções para a mesma são propostas. O equacionamento visando dimensionar os componentes passivos é apresentado.

No quarto capítulo, as estratégias de controle de potência e de corrente média são propostas e explanadas via equacionamento e resultados de simulação. Seguidamente, o quinto capítulo, mostra a metodologia de projeto do estágio de potência a partir do dimensionamento



dos componentes passivos, do estágio de controle com o projeto dos compensadores, circuitos auxiliares, discretização de variáveis e aplicação do controle digital. O último capítulo mostra os resultados comparativos entre simulação e resultados experimentais.



---

---

# Capítulo 1

---

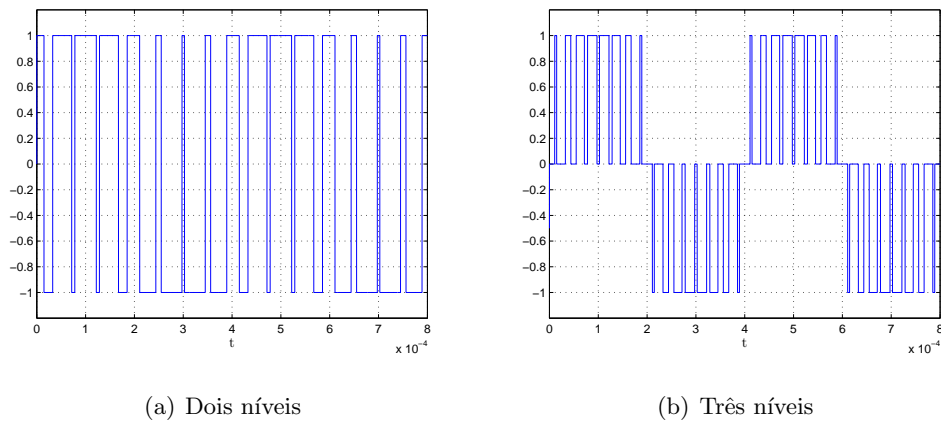
## Inversores Multiníveis, Uma Revisão

O emprego da eletrônica de potência nos setores industriais que requerem um processamento de energia com eficiência e qualidade, é fato. O primeiro requisito, processamento de energia, traduz-se em controlar o fluxo de potência de forma a alimentar, com confiabilidade, as cargas. Eficiência refere-se a menores perdas durante esse processamento, o que acarreta em maior rendimento dos equipamentos. Por último e não menos importante, o fator qualidade de energia vem à tona para tratar de minimização de conteúdo harmônico, fator de potência e garantia de compatibilidade eletromagnética (*EMC - Electromagnetic Compatibility*). Tais parâmetros são indispensáveis no processo de planejamento e projeto dos equipamentos eletrônicos, já que as cargas que estes irão alimentar requerem condições mínimas de utilização. Além disso, é estritamente necessário que esses dispositivos se adéquem às normas vigentes.

O emprego de equipamentos eletrônicos para acionamento de máquinas elétricas rotativas é um nicho de aplicação para a eletrônica de potência, já que o controle de rotação nesses equipamentos é uma necessidade. Mais especificamente ao emprego de *drivers* para motores com capacidade para processamento de altas potências, na ordem de dezenas de *Megawatts*, através de médias tensões, compreendendo os valores de 2,3 kV à 6,9 kV, tornou-se, nas últimas décadas, um mercado atraente para a pesquisa científica. Tal fato deve-se à procura por soluções versáteis de novas estruturas de inversores, citadas em [2] e [1], capazes de,

mesmo empregando componentes eletrônicos comerciais, substituírem as estruturas inversoras convencionais. Estas, por sua vez, em determinados casos, são até mesmo inviáveis devido à oferta tecnológica do mercado atual de interruptores estáticos, os quais possuem limitações de condução de corrente e tensão imposta sobre os mesmos.

Os inversores são associações de semicondutores, como diodos e transistores de potência, e de componentes passivos, como indutores e capacitores, capazes de transformar uma fonte de tensão ou corrente de natureza contínua ( $CC$ ) em uma forma de onda alternada ( $CA$ ) de acordo com um perfil de referência tal qual mostrado em [3], [4] e [5]. Essa grandeza de saída, no caso particular de inversores de tensão dois níveis, pode apresentar degraus que se intercalam entre tensões positivas e negativas de acordo com a tensão do barramento de entrada do conversor. O caso dos inversores três níveis, além desses dois degraus já existentes, o nível de tensão nula também ocorre. A tensão de saída de dois inversores, um utilizando modulação dois níveis e outro três níveis, é ilustrada na Figura 1.1.



**Figura 1.1:** Tensão de saída de inversores com modulação dois e três níveis.

Esses degraus nas tensões de saída são oriundos da topologia empregada conjugada à modulação adotada para comandar os interruptores presentes na estrutura do inversor. A grande consequência disso é que, com o aumento do número de níveis, ou seja, com o maior número de degraus na tensão de saída dos inversores, há uma diminuição do conteúdo harmônico das variáveis de saída do equipamento, tal qual mostrado em [4]. Nesse contexto, comparando as estruturas de dois e três níveis, esta última torna-se mais atraente por apresentar um menor conteúdo harmônico nos seus terminais de saída. A consequência imediata desse fenômeno é a diminuição de esforço de filtragem necessário para eliminação das harmônicas, implicando em um menor volume dos componentes do filtro de saída.

Nesse caminho, os inversores multiníveis apresentam-se como uma alternativa ainda mais interessante já que, com um maior número de níveis, como quatro, cinco e demais, menor ainda será a quantidade de harmônicas a serem filtradas. Outra grande vantagem apresentada pela técnica de utilização de inversores multiníveis está relacionada aos esforços sobre os interruptores de potência. Os transistores oferecidos pelo mercado de semicondutores apresentam limitações de tensão máxima suportada pelo componente e máxima corrente que estes podem conduzir, como mencionado em [6]. Dessa forma, para as aplicações em altas potências e médias tensões, as estruturas inversoras clássicas, como meia ponte, *push-pull* e ponte completa, requereriam interruptores muito mais sofisticados, o que aumentaria o custo da estrutura final ou ainda, poderiam ser até mesmo inviáveis.

Uma das grandes desvantagens dos inversores multiníveis, em contrapartida, é a utilização de um número maior de interruptores que, para algumas topologias, pode apresentar mais que o dobro do número de transistores de potência que uma estrutura tradicional. Com isso, é adicionado à arquitetura do conversor maior complexidade de controle dos interruptores, possíveis problemas de desbalanço, diminuição da robustez a prováveis falhas e um conseqüente aumento do número de circuito de *drivers* para acionamento dos interruptores de potência.

Desde os primeiros trabalhos publicados, a partir de 1981 por [7], a pesquisa em inversores multiníveis de tensão tornou-se uma das tendências em eletrônica de potência no ramo de acionamentos elétricos. Segundo [2] e [8] existem três estruturas básicas e consolidadas:

- ▷ Inversores com diodo de grampeamento;
- ▷ Inversores com capacitor flutuante;
- ▷ Inversores em cascata.

O princípio de funcionamento dessas estruturas baseia-se na divisão do barramento de entrada do inversor ou criação de pontos onde exista capacitores emulando fontes de tensão e, a partir dessas repartições e com o devido comando sobre os interruptores, constrói-se na saída do inversor um perfil com número de degraus na tensão de saída proporcional ao número de repartições do barramento ou ao número de conexões aos capacitores emuladores de tensões *CC*. Para ilustrar o funcionamento das estruturas acima citadas a fim de se realizar uma contextualização do trabalho, mostrar-se-á, nas seções subseqüentes, uma breve descrição desses circuitos, expondo estrutura, modulação e resultados de simulação.

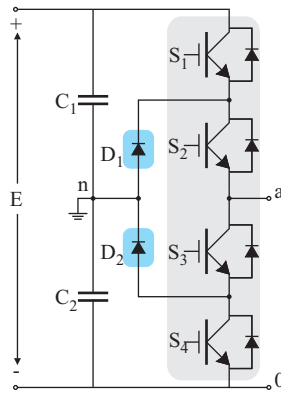
Cabe salientar que, devido ao grande investimento em pesquisa nesse ramo da eletrônica

de potência, novas estruturas de inversores e estratégias de modulação inovadoras existem na literatura. No entanto, o estudo desses três circuitos particularmente fornece um embasamento sobre o que trata a técnica de inversores multiníveis. Em [2] e [8] outros tipos de inversores multiníveis e estratégias de modulação são apresentados.

## 1.1 Inversor com Diodo de Grampeamento

### 1.1.1 Versão Três Níveis

O inversor com diodo de grampeamento, termo traduzido do inglês *Diode Clamped Inverter*, foi proposto por [7] em 1981. Outro termo referente ao mesmo é inversor com grampeamento do ponto neutro, do inglês *Neutral Point Clamped Inverter* ou apenas *NPC*. O circuito do inversor *NPC* três níveis, para o caso monofásico, é ilustrado na Figura 1.2.



**Figura 1.2:** Circuito elétrico do inversor *NPC* monofásico 3-níveis.

A estrutura possui seu barramento de tensão  $E$  dividido entre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  tal que seja produzido os níveis  $\frac{E}{2}$  e  $-\frac{E}{2}$  entre os pontos  $a$  e  $n$ . Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  garantem a conexão do ponto  $a$  ao ponto  $n$  para produção do nível zero. Pelo fato de existir essa etapa, que é derivada a nomenclatura para este inversor. Os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  como também  $S_2$  e  $S_4$  são comandados de forma complementar. A defasagem entre os comandos de  $S_1$  e  $S_2$  e, conseqüentemente, de  $S_3$  e  $S_4$  é de  $180^\circ$ .

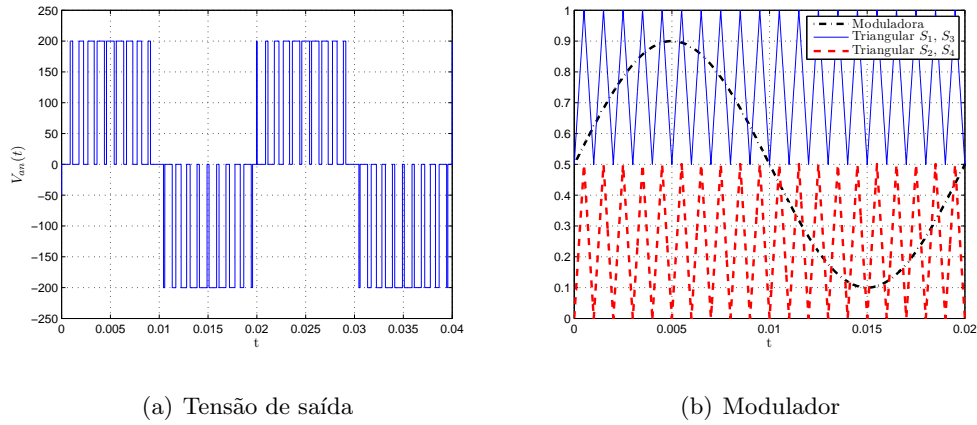
Os estados de condução dos interruptores, representados pelos termos *ON*, quando refere-se ao interruptor em condução, e *OFF*, quando este está desabilitado, tal que produza os três níveis na tensão de saída dessa estrutura, são mostrados na Tabela 1.1

A forma de onda da tensão de saída e do modulador obtidas via simulação são ilustradas na Figura 1.3.



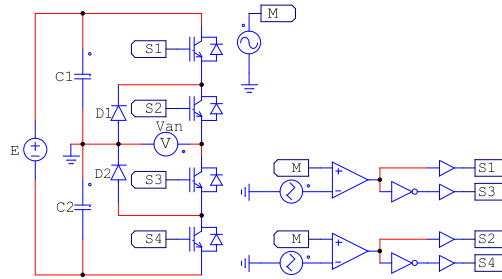
Nível	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$\frac{E}{2}$	ON	ON	OFF	OFF
0	OFF	ON	ON	OFF
0	OFF	OFF	ON	OFF
$-\frac{E}{2}$	OFF	OFF	ON	ON

**Tabela 1.1:** Estados dos interruptores do inversor NPC monofásico 3-níveis.



**Figura 1.3:** Resultados de simulação do inversor NPC monofásico 3-níveis.

A tensão de barramento utilizada na simulação é de 400 V, os capacitores utilizados são de  $1\mu\text{F}$  e a saída do inversor é mantida em aberto. Os interruptores foram comandados via modulação por largura de pulso com moduladora senoidal ou *SPWM*, descrita em [3], [4] e [5]. A frequência desejada da fundamental foi de 50 Hz, e as portadoras triangulares têm frequência de 1 kHz. O circuito de simulação utilizado é ilustrado na Figura 1.4.

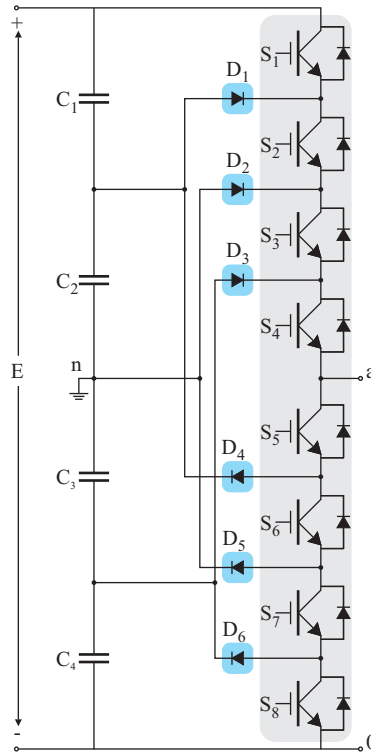


**Figura 1.4:** Circuito de simulação do inversor NPC monofásico 3-níveis.

A tensão encontrada sobre os interruptores é metade daquela apresentada pelo barramento  $E$ . Ambos os diodos suportam a tensão de cada capacitor individualmente.

### 1.1.2 Versão Cinco Níveis

A versão 5-níveis desse mesmo inversor apresenta oito interruptores e seis diodos de grampeamento. O barramento de tensão  $E$  é dividido entre quatro capacitores. Esse número, adicionado ao nível zero, contabiliza os cinco níveis presentes na tensão de saída,  $\frac{E}{2}$ ,  $\frac{E}{4}$ ,  $0$ ,  $-\frac{E}{4}$  e  $-\frac{E}{2}$ . Para modulação, é adotada a modulação *SPWM level-shift*, apresentada em [4]. As tensões reversas suportadas por cada grupo diodo de grampeamento,  $D_1/D_6$ ,  $D_2/D_5$ ,  $D_3/D_4$ , são  $\frac{E}{4}$ ,  $\frac{E}{2}$  e  $\frac{3E}{4}$ . O circuito elétrico do inversor NPC 5-níveis é mostrado na Figura 1.5.



**Figura 1.5:** Circuito elétrico do inversor NPC monofásico 5-níveis.

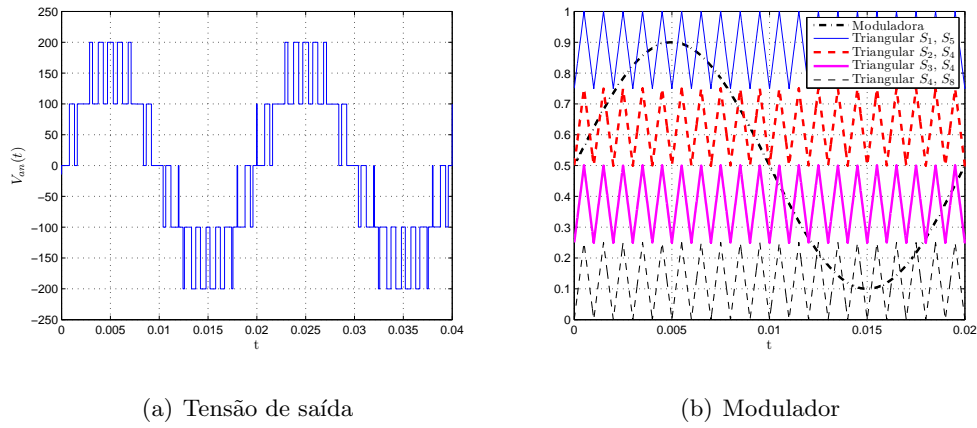
Para tal caso, a seqüência de chaveamento dos oito interruptores apresentados pela estrutura segue as regras presentes na Tabela 1.2.

A fim de se verificar o formato da tensão de saída do inversor, uma simulação numérica foi realizada utilizando os mesmos valores de tensão de barramento, capacitâncias, índice de modulação e frequência das portadoras triangulares adotadas para o caso 3-níveis. A forma de onda da tensão de saída e do modulador são ilustradas na Figura 1.6.

Na forma de onda da tensão de saída do inversor percebe-se claramente a presença dos níveis  $\pm 100V$ ,  $\pm 200V$  e o nível zero, tensões estas que compõem os cinco níveis esperados da tensão de saída. As tensões sobre os diodos de grampeamento variam entre 100 V para o

Nível	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$
$\frac{E}{2}$	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
$\frac{E}{4}$	ON	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
$\frac{E}{4}$	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
$\frac{E}{4}$	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF
0	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
0	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
0	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
0	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
0	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
0	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
$-\frac{E}{4}$	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
$-\frac{E}{4}$	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON
$-\frac{E}{4}$	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON
$-\frac{E}{2}$	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON

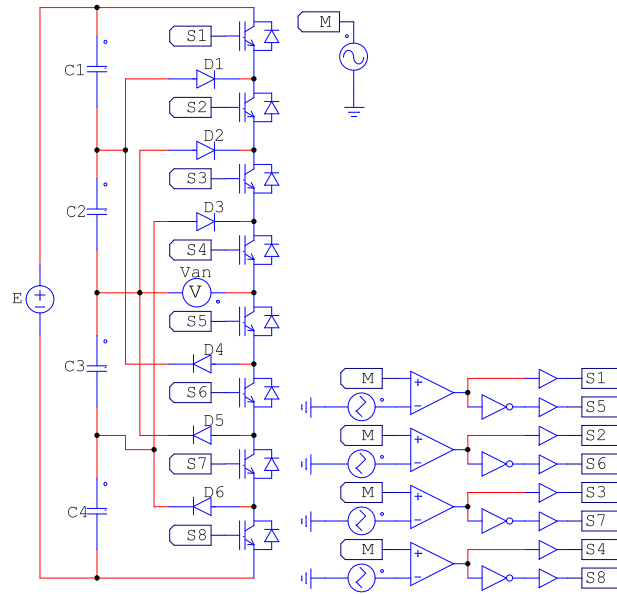
**Tabela 1.2:** Estados dos interruptores do inversor NPC monofásico 5-níveis.



**Figura 1.6:** Resultados de simulação do inversor NPC monofásico 5-níveis.

grupo  $D_1/D_6$ , 200 V para o grupo  $D_2/D_5$  e 300V para  $D_3/D_4$ .

O circuito de simulação utilizado para obtenção das formas de onda contidas nas Figuras 1.6(a) e 1.6(b) é mostrado na Figura 1.7.



**Figura 1.7:** Circuito simulação do inversor NPC monofásico 5-níveis.

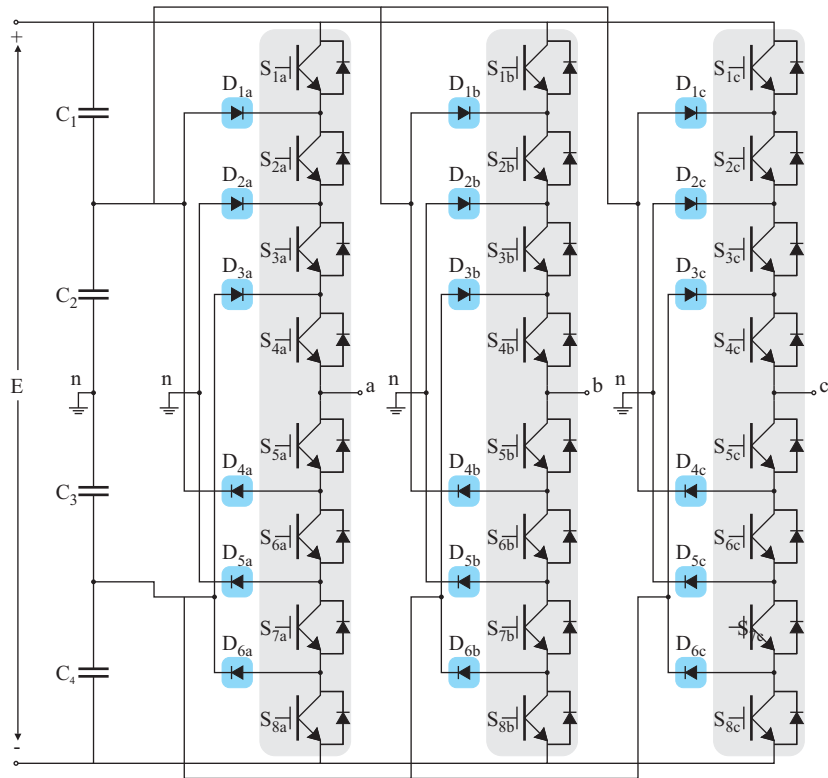
### 1.1.3 Versão Cinco Níveis Trifásica

A versão trifásica do inversor *NPC* cinco-níveis é uma derivação do circuito do inversor *NPC* monofásico com modulação a cinco níveis, o qual foi previamente apresentado na Figura 1.5. O circuito desse inversor é ilustrado na Figura 1.8.

As tensões entre os pontos  $a$  e  $n$ ,  $b$  e  $n$  e  $c$  e  $n$  apresentam cinco níveis tal qual a forma de onda da Figura 1.6, no entanto, defasadas entre si de  $120^\circ$ . Ainda mais, as tensões as quais são formadas por sete patamares são as tensões de linha, ou seja, aquelas medidas entre os pontos  $a$  e  $b$ ,  $b$  e  $c$  e  $c$  e  $a$ . As tensões sobre os diodos de grampeamento de cada fase têm tensões similares àsquelas apresentadas na versão monofásica. As formas de onda das tensões da fase  $a$ , de linha  $ab$  apresentadas na saída do inversor *NPC* trifásico e as formas de onda do modulador são ilustradas na Figura 1.9.

O circuito utilizado para obtenção dos resultados de simulação apresentados na Figura 1.9 foram obtidos com o esquemático ilustrado na Figura 1.10.

Uma das desvantagens apresentada na estrutura e citada em [2] é em relação ao desbalanço entre as tensões dos dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Para a solução desse fenômeno é proposto na literatura a adição de uma malha de controle que seja capaz de balanceá-las. Tal alternativa adiciona ao circuito um maior número de componentes, que por sua vez, aumenta a complexidade de implementação do inversor. Alternativamente, estratégias de modulação adequadas podem amenizar o efeito desse desbalanço quando o índice de modulação não for



**Figura 1.8:** Circuito elétrico do inversor NPC trifásico 5-níveis.

muito pequeno.

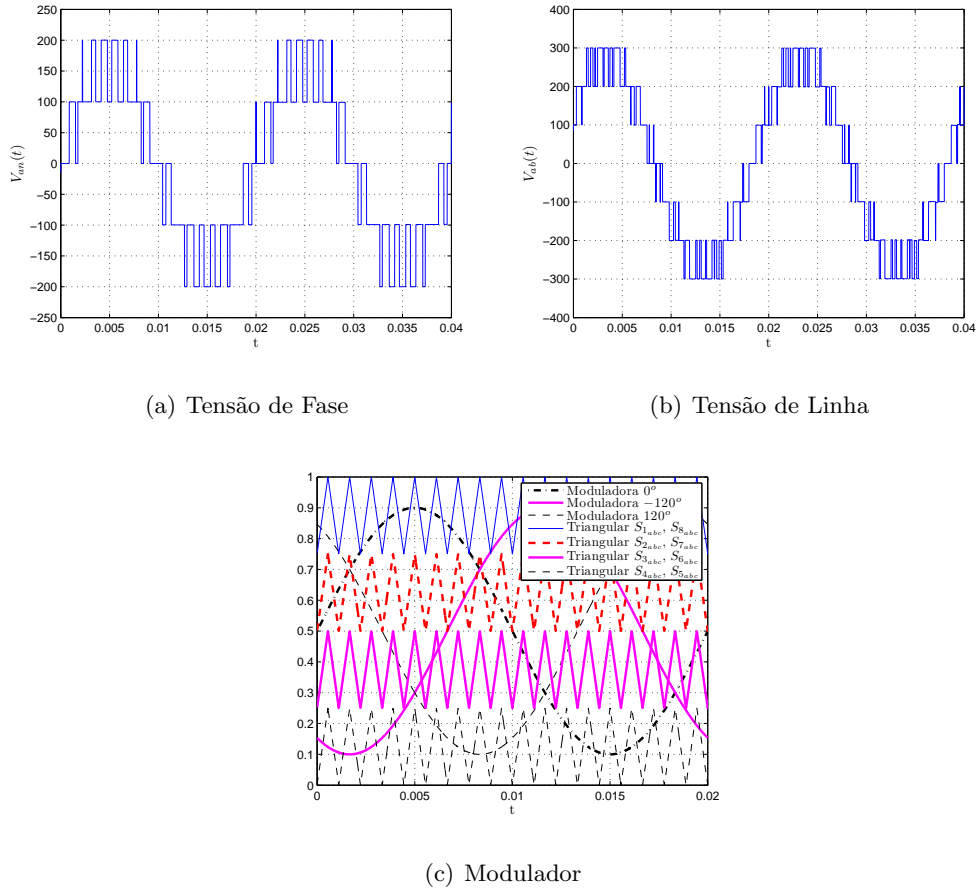
Outro fator importante sobre a estrutura está relacionado à tensão em que os diodos de grampeamento podem suportar. Com o aumento dos níveis do inversor, esses diodos suportam tensões, que para o caso cinco níveis é de  $\frac{3E}{4}$ , o que tornaria a implementação em casos onde a tensão de barramento é muito elevada dificultada ou até mesmo inviável.

## 1.2 Inversor com Capacitores Flutuantes

### 1.2.1 Versão Três Níveis

O segundo circuito clássico de inversores que empregam a técnica multinível foi proposto por [9] em 1990 e é denominada inversor com capacitor flutuante, termo traduzido do inglês *Flying Capacitor Inverter*. Este inversor, comparado ao *NPC*, utiliza, em substituição aos diodos de grampeamento, capacitores. O circuito elétrico do inversor monofásico com capacitor flutuante para modulação a três níveis é ilustrado na Figura 1.11.

A seqüência de comando dos interruptores é a mesma apresentada pela Tabela 1.1.



**Figura 1.9:** Resultados de simulação do inversor NPC trifásico 5-níveis.

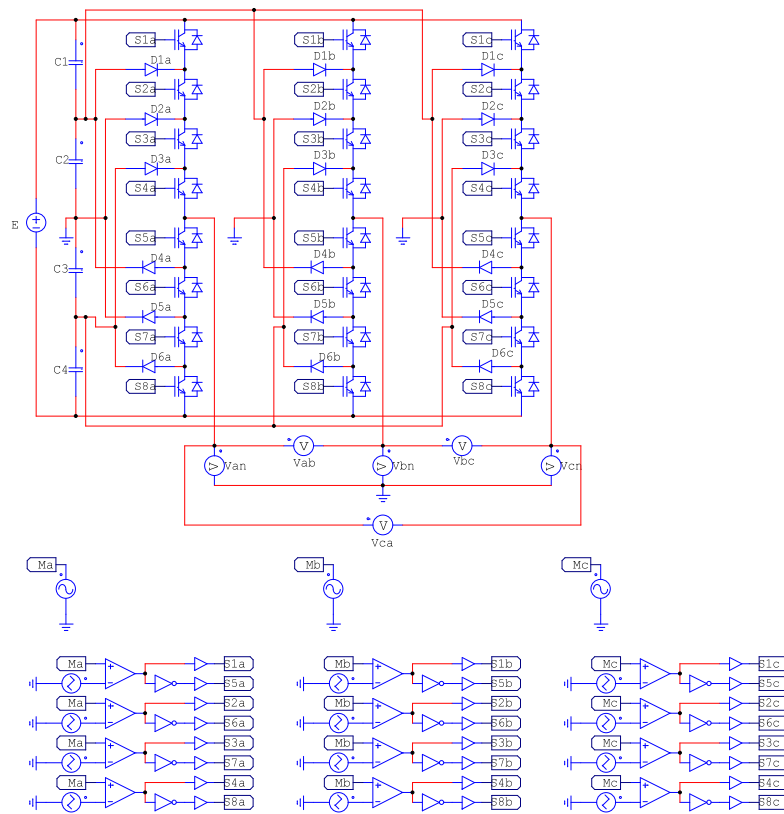
Para capacitores de barramento de  $1\mu\text{F}$  e tensão de entrada de 400 V, além de utilizar valor de capacitância para  $C_3$  de  $1\mu\text{F}$ , obteve-se, como resultado de simulação numérica, a forma de onda da tensão de saída  $v_{an}(t)$  ilustrada na Figura 1.12.

Para obtenção de tais resultados utilizou-se o circuito de simulação ilustrado na Figura 1.13.

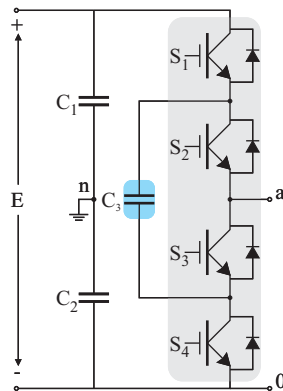
### 1.2.2 Versão Cinco Níveis

O circuito monofásico o qual apresenta cinco níveis na tensão entre os pontos  $a$  e  $n$  é formado por oito interruptores de potência e três capacitores flutuantes,  $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_5$ . O barramento de entrada com tensão  $E$  é dividido entre os dois capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para formar o ponto neutro  $n$ . O circuito elétrico do inversor monofásico com tensão de saída com cinco níveis é ilustrado na Figura 1.14.

Para uma modulação *SPWM level shift*, uma tensão de barramento de 400 V, capaci-



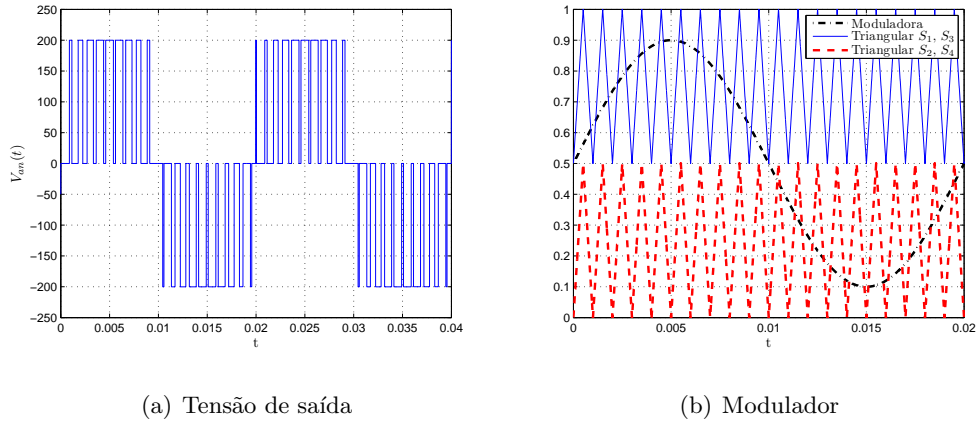
**Figura 1.10:** Circuito simulação do inversor NPC trifásico 5-níveis.



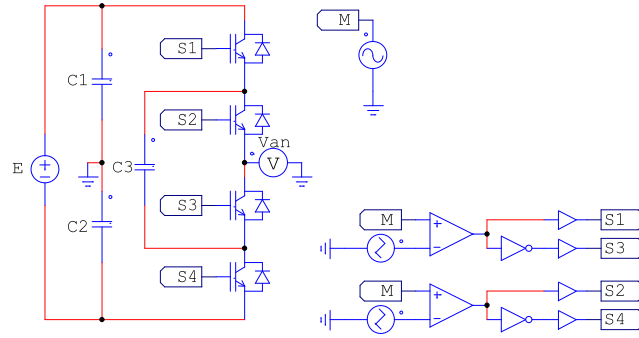
**Figura 1.11:** Circuito elétrico do inversor com capacitor flutuante monofásico 3-níveis.

tores de barrametro de  $1\mu\text{F}$  e capacitores flutuantes também de  $1\mu\text{F}$  cada, realizou-se uma simulação numérica a fim de verificar a forma de onda de saída do inversor. O resultado é apresentado na Figura 1.15.

Para comando dos interruptores é utilizada a sequência de apresentada na Tabela 1.2. Para obtenção dos resultados apresentados utilizou-se o circuito de simulação da Figura 1.16.



**Figura 1.12:** Resultados de simulação do inversor com capacitor flutuante monofásico 3-níveis.



**Figura 1.13:** Circuito simulação do inversor com capacitor flutuante monofásico 3-níveis.

### 1.2.3 Versão Cinco Níveis Trifásica

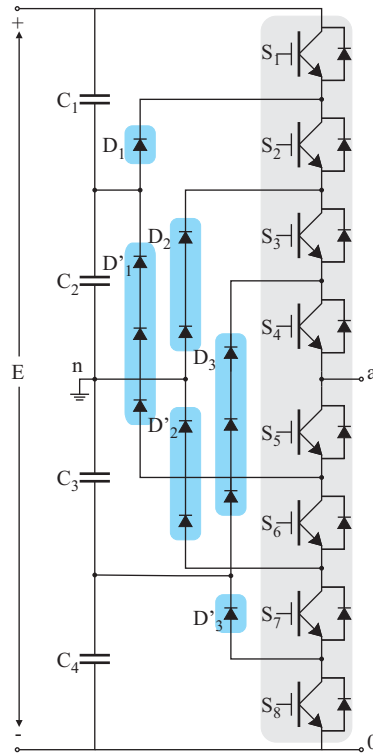
A versão trifásica para o inversor com capacitor flutuante é uma extensão do circuito da Figura 1.14, onde cada braço do caso trifásico é formado por esse circuito. As tensões de fase  $v_{an}(t)$ ,  $v_{bn}(t)$  e  $v_{cn}(t)$  apresentam modulação cinco níveis. Para as tensões de linha  $v_{ab}(t)$ ,  $v_{bc}(t)$  e  $v_{ca}(t)$ , por sua vez, apresentam os sete degraus, contabilizando o nível nulo. A Figura 1.17 mostra o circuito trifásico de potência do inversor com capacitor flutuante.

As tensões de saída do inversor, aquelas onde há os cinco degraus, são ilustrados na Figura 1.18. Além disso, as tensões entre os pontos  $a$  e  $b$ ,  $b$  e  $c$  e entre  $c$  e  $a$  são as tensões de linha da saída do inversor. O modulador responsável pelo comando dos interruptores tem formas de onda dadas pela Figura 1.18(c).

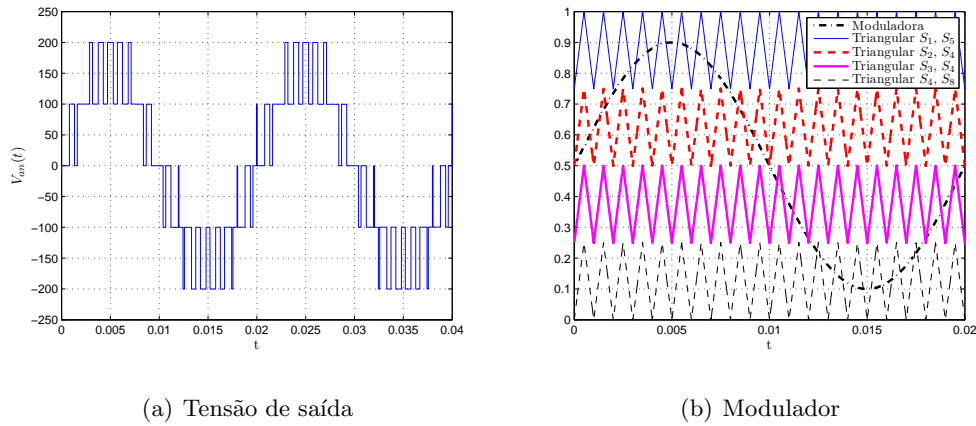
As formas de onda da Figura 1.18 foram obtidas via simulação numérica através do circuito da Figura 1.19.

Para os sistemas monofásicos, como há a divisão do barramento, o desbalanço das tensões



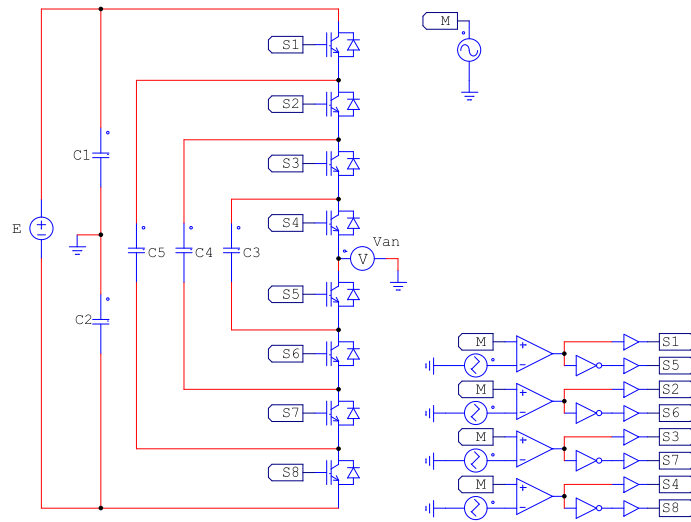


**Figura 1.14:** Circuito elétrico do inversor com capacitor flutuante monofásico 5-níveis.

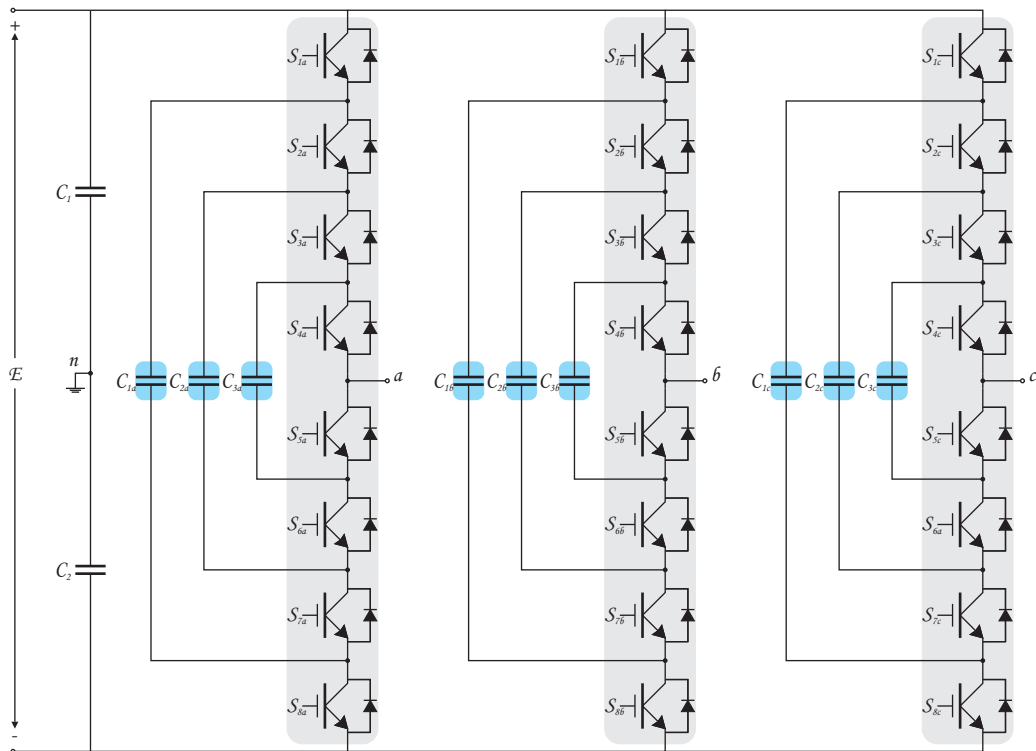


**Figura 1.15:** Resultados de simulação do inversor com capacitor flutuante monofásico 5-níveis.

entre os capacitores do banco é um fenômeno que deve ser considerado e, portanto, uma malha de controle é requerida para evitar possíveis variações de tensão entre os capacitores do barramento *CC*. Em alguns caso, essa compensação ainda deve ser adicionada a um tipo de modulação especial. Adicionado a isso, outra desvantagem referente à estrutura do inversor aparece sobre os capacitores flutuantes que, no estágio de partida da estrutura, são necessários circuitos de pré-carga desse componentes passivos. Acrescido a tal fato, compensadores são necessários para garantir tensão controlada sobre tais capacitores.



**Figura 1.16:** Circuito simulação do inversor com capacitor flutuante monofásico 5-níveis.

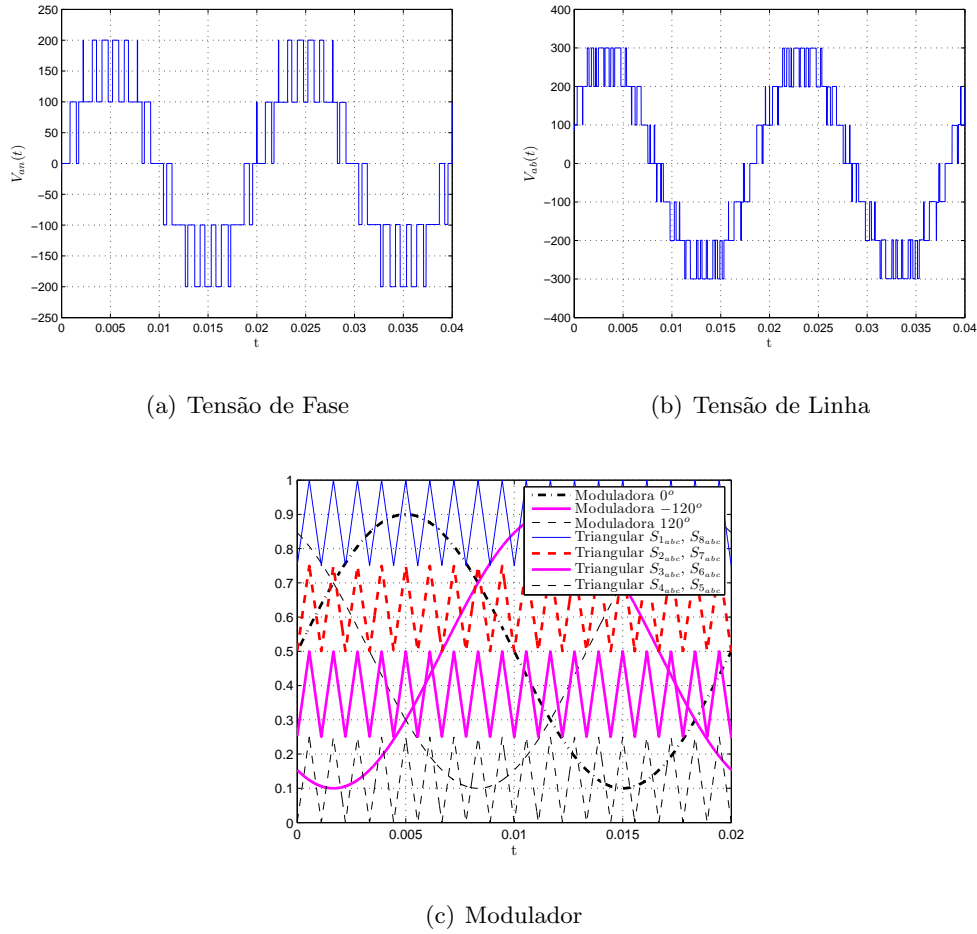


**Figura 1.17:** Circuito elétrico do inversor com capacitor flutuante trifásico 5-níveis

## 1.3 Inversores em Cascata

### 1.3.1 Versão Três Níveis

No ano de 1979 uma nova topologia de inversores multiníveis foi proposta por [7], a qual, pela associação entre inversores e sua devida modulação, permite a adição de níveis na



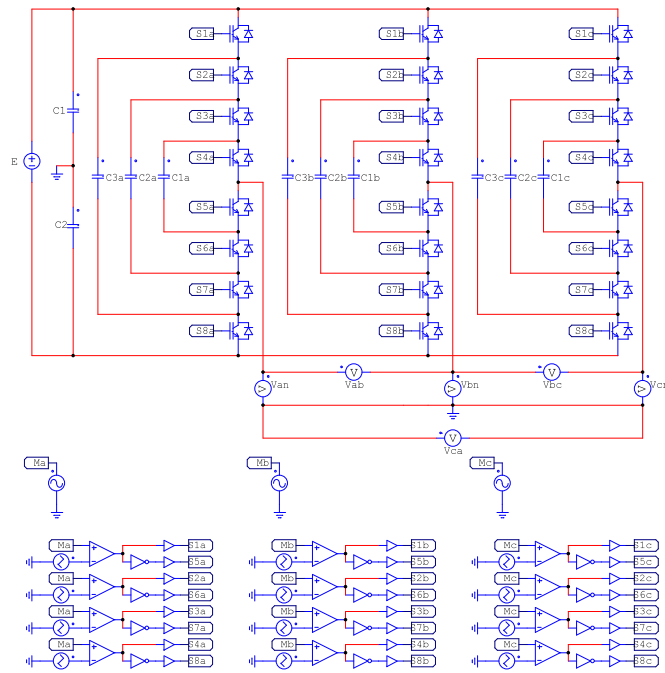
**Figura 1.18:** Resultados de simulação do inversor com capacitor flutuante trifásico 5-níveis.

tensão de saída do inversor resultante da combinação. A estrutura monofásica formadora é um inversor em ponte completa cuja modulação aplicada sobre ele é a três níveis. O circuito ilustrativo do inversor monofásico do inversor em ponte completa é mostrado na Figura 1.20

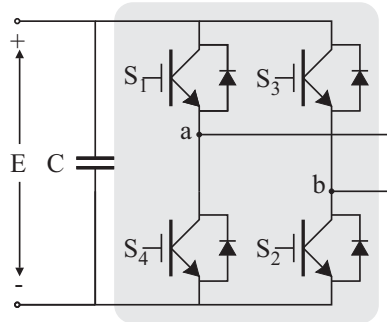
As formas de onda da tensão de saída e do modulador são ilustrados na Figura 1.21. A tensão de barramento é de 200 V (metade das utilizadas nas simulações anteriores), a frequência de comutação adotada é de 1 kHz e a moduladora tem frequência de 50 Hz e amplitude de 0.4 V.

Para a produção da tensão de saída, os estágios de chaveamento presentes na Tabela 1.3 fazem-se necessários. É importante salientar que, devido às conexões presentes no circuito, fica estritamente proibida a entrada em condução simultânea dos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  bem como de  $S_2$  e  $S_3$ . Essa restrição é axiomática para evitar curto sobre os braços inversores.

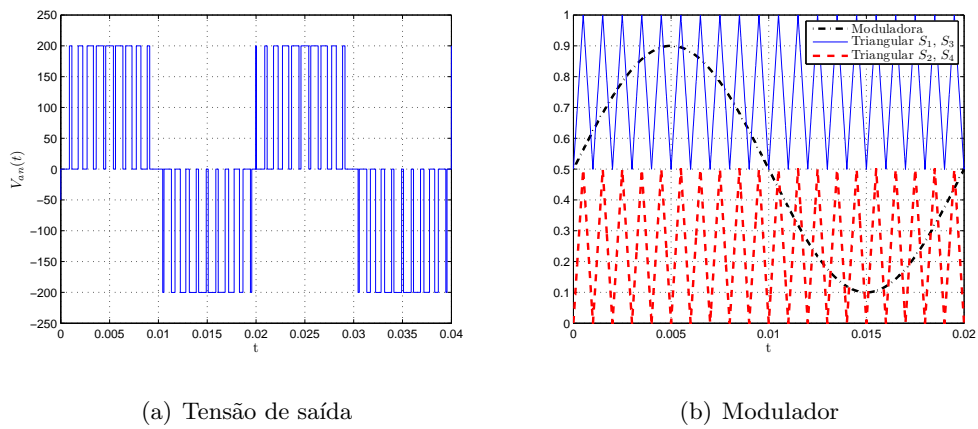
O circuito implementado para simulação numérica do inversor em ponte completa monofásico, com modulação *SPWM Level-Shift* é ilustrado na Figura 1.22.



**Figura 1.19:** Circuito simulação do inversor com capacitor flutuante trifásico 5-níveis.



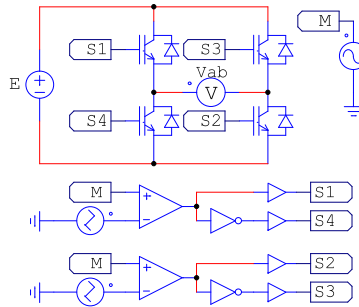
**Figura 1.20:** Circuito elétrico do inversor em ponte completa monofásico 3-níveis.



**Figura 1.21:** Resultados de simulação do inversor em ponte completa monofásico 3-níveis

Nível	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
$E$	ON	ON	OFF	OFF
0	ON	OFF	ON	OFF
0	OFF	ON	ON	OFF
$-E$	OFF	OFF	ON	ON

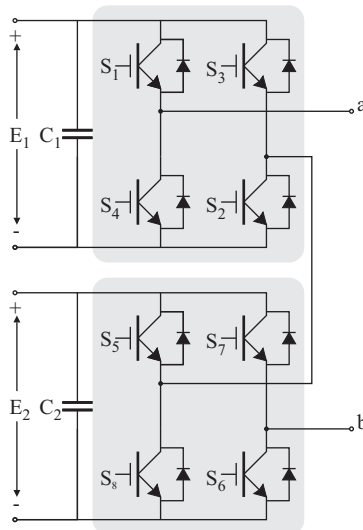
**Tabela 1.3:** Estados de chaveamento dos interruptores do inversor ponte completa monofásico 3-níveis.



**Figura 1.22:** Circuito simulação do inversor em ponte completa monofásico 3-níveis.

### 1.3.2 Versão Cinco Níveis

A proposta para geração dos níveis consiste em ligar os terminais de saída de cada inversor em série tal qual ilustrado na Figura 1.23. Com isso, o conversor resultante possui oito interruptores a serem comandados e dois barramentos capacitivos, os quais devem ser necessariamente isolados.



**Figura 1.23:** Circuito elétrico do inversor ponte completa em cascata monofásico 5-níveis.

Para o comando dos interruptores, seja qual for a estratégia de modulação adotada, tem-se na saída da associação obtida, as tensões  $2E$ ,  $E$ ,  $0$ ,  $-E$ ,  $-2E$ . Para geração desses níveis, a Tabela 1.4 indica o conjunto de interruptores que participa da geração de cada um desses degraus de tensão.

Nível	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$
$2E$	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
$E$	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
$E$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
$E$	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF
$E$	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON
$0$	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
$0$	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
$0$	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
$0$	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
$0$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
$0$	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	ON
$-E$	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON	ON
$-E$	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON
$-E$	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF
$-E$	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON
$-2E$	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON

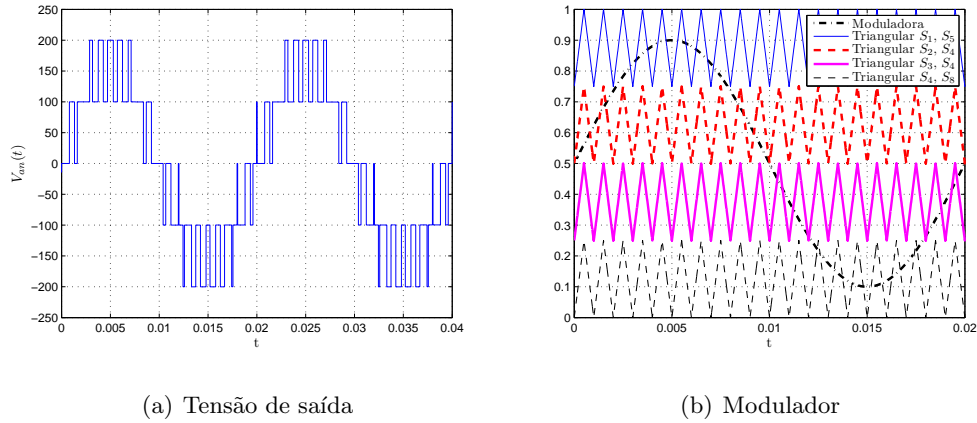
**Tabela 1.4:** Estados de chaveamento dos interruptores do inversor ponte completa em cascata monofásico 5-níveis.

Como foi realizado para os inversores anteriormente estudados, uma simulação, considerando tensões de barramento de 100 V e modulação *SPWM* com portadora triangulares com frequência de 1 kHz e moduladora senoidal de 50 Hz, é ilustrada na Figura 1.24

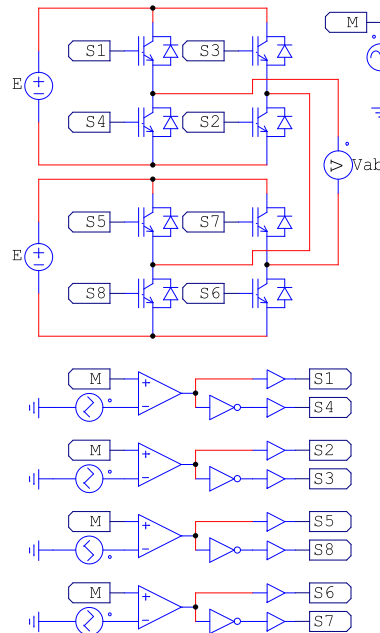
Para a simulação, foi utilizado o circuito da Figura 1.25.

### 1.3.3 Versão Cinco Níveis Trifásica

Para a associação em cascata de inversores em ponte completa existe também a versão trifásica. O circuito de potência desse inversor para o caso onde existem cinco níveis na tensão



**Figura 1.24:** Resultados de simulação do inversor ponte completa em cascata monofásico 5-níveis.



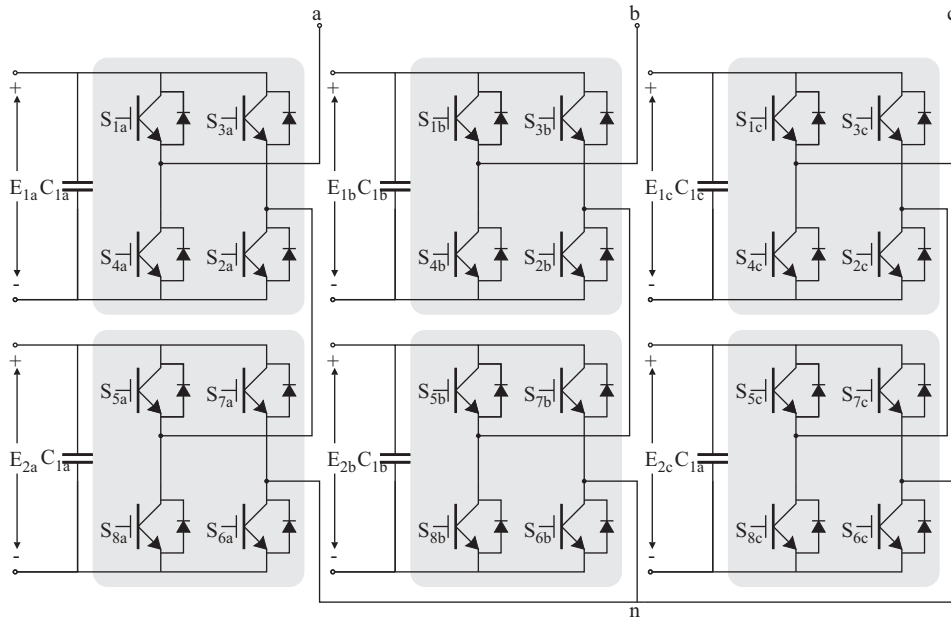
**Figura 1.25:** Circuito simulação do inversor ponte completa em cascata monofásico 5-níveis.

de fase da saída do mesmo é ilustrado na Figura 1.26.

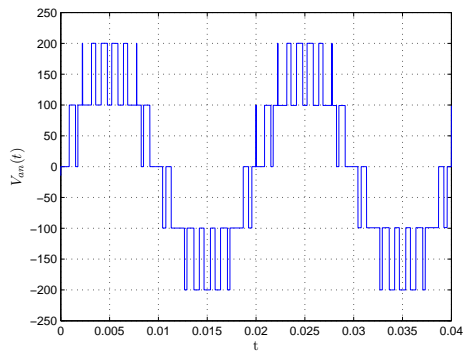
Simulando o circuito da Figura 1.26 com os seguintes parâmetros de simulação: tensão de barramento de 100V, frequência de comutação de 1kHz e moduladora de 50Hz com amplitude de 0.4V. Para essas condições, as tensões de fase e entre os pontos *a* e *b*, *b* e *c* e *c* e *a*, bem como as formas de onda do modulador são ilustradas na Figura 1.27.

Para obtenção dos resultados de simulação apresentados foi utilizado o circuito da Figura 1.28.

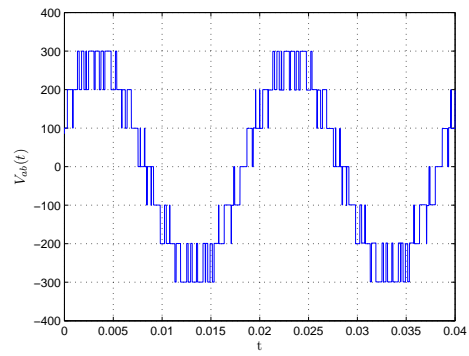
As simulações mostram que as tensões de fase, para o caso trifásico, apresentadas na saída



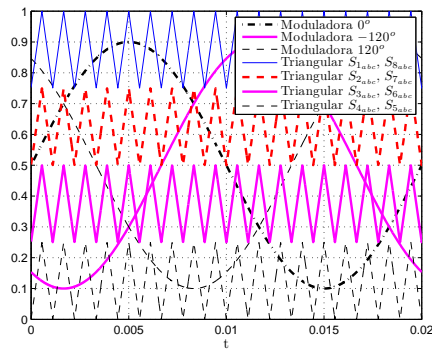
**Figura 1.26:** Circuito elétrico do inversor ponte completa em cascata trifásico 5-níveis.



(a) Tensão de Fase



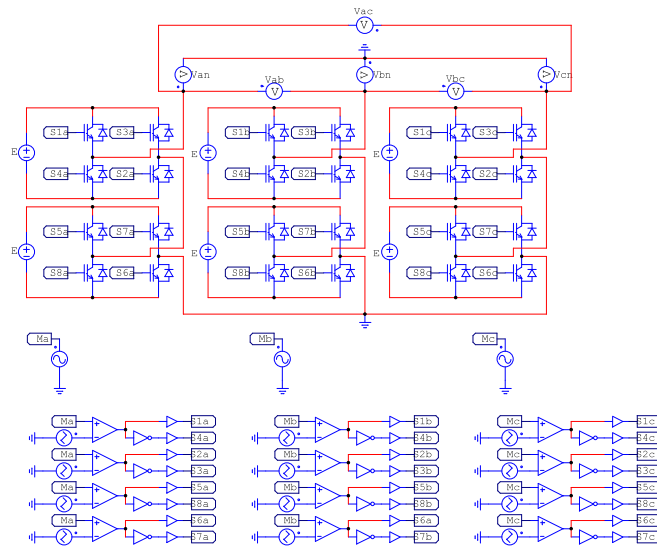
(b) Tensão de Linha



(c) Modulador

**Figura 1.27:** Resultados de simulação do inversor ponte completa em cascata trifásico 5-níveis.





**Figura 1.28:** Circuito simulação do inversor ponte completa em cascata trifásico 5-níveis.

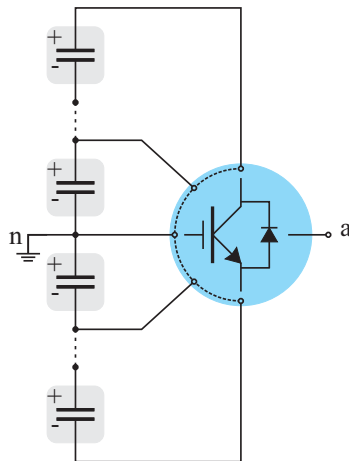
do inversor têm cinco níveis formados devido à modulação e conexão adotadas. Cabe salientar que é necessária a utilização de fontes *CC* isoladas, o que se apresenta como desvantagem na utilização desse circuito.

Além do baixo conteúdo harmônico da tensão de saída bem como limitação dos esforços de tensão suportados pelos interruptores, tem-se ainda, diferentemente dos inversores *NPC* e com capacitores flutuantes, uma a tensão de pico de saída, no caso para o caso monofásico e trifásico, de duas vezes a tensão do barramento *CC*.

## 1.4 Inversores Multiníveis com Acoplamento Magnético e Modulação Três Níveis

A geração dos níveis na tensão de saída apresentada pelos inversores estudados anteriormente é garantida através do emprego de um conjunto de interruptores capazes de, através de uma tática de comando, conectar diretamente barramentos capacitivos, os quais possuem tensões balanceadas, aos terminais de saída das estruturas. A Figura 1.29 é um esquema ilustrativo da conexão entre um conjunto de interruptores, representado por um *IGBT*, e capacitores com tensões *CC* reguladas.

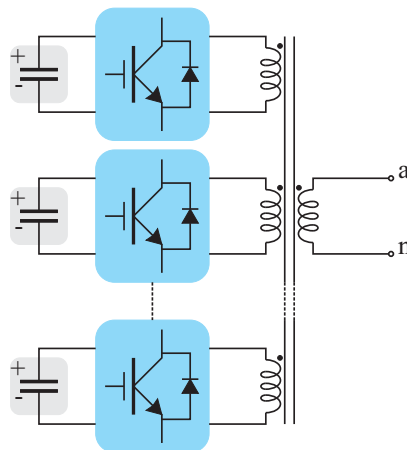
Com o comando adequado dos interruptores do inversor, e supondo que os barramentos capacitivos têm tensões balanceadas com valor  $E$ , entre os pontos  $a$  e  $n$  obtém-se, de acordo com a Figura 1.29, múltiplos inteiros da tensão  $E$ , o nível 0, proporcionado pelo ponto médio



**Figura 1.29:** Esquema ilustrativo de geração tradicional de níveis.

do barramento capacitivo e os níveis negativos também múltiplos de  $E$ .

Esse sistema de conexão entre os barramentos capacitivos e a carga conectada aos pontos  $a$  e  $n$  é, claramente, realizado via ligações elétricas. A questão que se pode propor é se seria realizável essa interligação via circuito magnético, o que proporcionaria a implementação de um inversor com as vantagens dos multiníveis acrescido à segurança do isolamento galvânico para a carga. Para tanto, tal qual a ilustração via conexão elétrica dada pela Figura 1.29, para a interligação entre os barramentos capacitivos via circuito magnético é proposta a Figura 1.30.



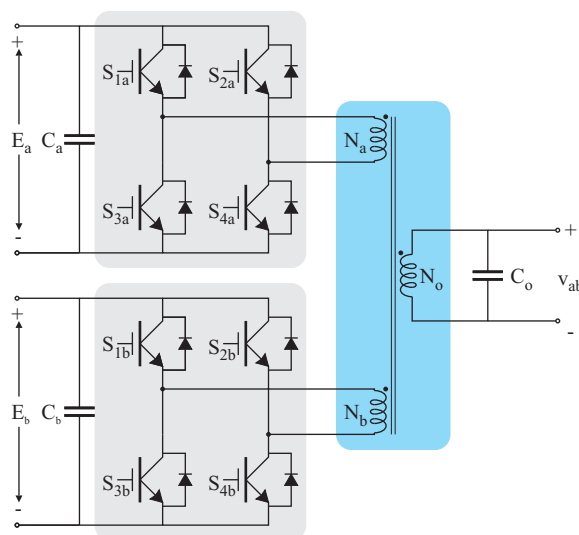
**Figura 1.30:** Esquema ilustrativo de geração de níveis via acoplamento magnético.

Devido à *Lei de Faraday* as tensões aplicadas em cada enrolamento do transformador são transferidas para a bobina de saída com ganho dado pelas relações de transformação. Assim, cada nível da tensão de saída de cada inversor, será refletida, no elemento magnético, para o secundário e, como nos casos dos inversores *NPC*, capacitores flutuantes e associação em

cascata de inversores, aparecerão entre os terminais  $a$  e  $n$  da carga os degraus, responsáveis pela diminuição do conteúdo harmônico da tensão de saída entre esses pontos.

Para esse tipo de conexão é, no entanto, necessário a utilização de elementos adicionais e estratégias de controle para compensação de determinadas variáveis. Esses tópicos serão tratados nos capítulos subseqüentes. Nesse ponto do texto, algumas estruturas que podem eventualmente serem aplicáveis são ilustradas, estas envolvendo conexões monofásicas e trifásicas.

Para o caso específico de um inversor monofásico em ponte completa, obtém-se um inversor com cinco níveis na tensão de saída através da conexão proporcionada por um transformador de três enrolamentos. A Figura 1.31 ilustra o circuito elétrico desse inversor.

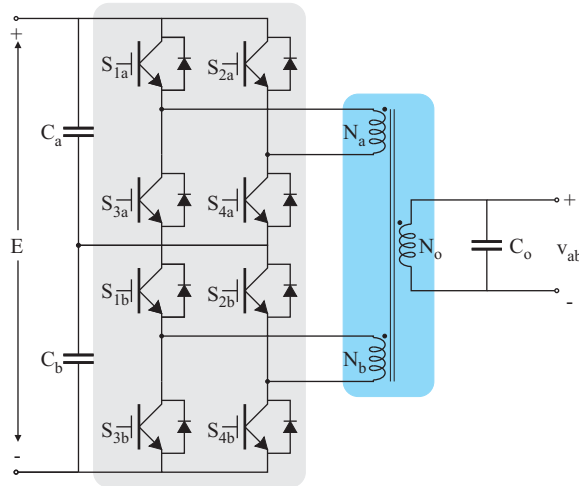


**Figura 1.31:** Circuito elétrico do inversor monofásico 5-níveis a partir de acoplamento magnético.

O circuito proposto na Figura 1.31 é o inversor sobre o qual será realizado o estudo. Neste circuito, fica clara a utilização de oito interruptores, associados em dois inversores em ponte completa, cada qual com seu barramento isolado. Cabe salientar que a elevação do número de níveis na tensão de saída é proporcionada pela adição de mais inversores como também do número de enrolamentos do transformador.

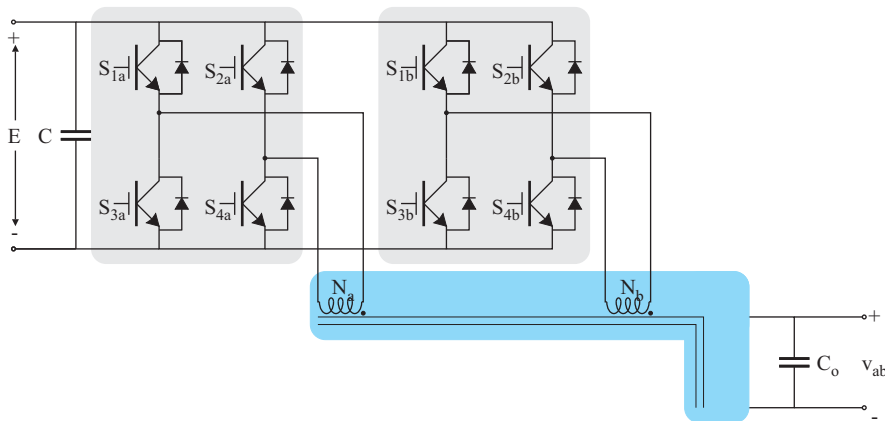
É importante esclarecer que, para o funcionamento adequado da estrutura, há a necessidade de haver uma indutância na saída dos inversores três níveis, individualmente. Esta por sua vez, pode ser uma indutância externa ou a própria indutância de dispersão do transformador, ou ainda, uma combinação de ambos os casos. Essa característica do conversor CC-CA em estudo será estudada nos capítulos subseqüentes.

Do circuito da Figura 1.31 outras estruturas, utilizando o mesmo princípio de funcionamento, podem ser derivadas. A primeira utiliza um barramento com ponto médio, tal qual o inversor *NPC*. Seu circuito elétrico é mostrado na Figura 1.32.



**Figura 1.32:** Circuito elétrico do inversor monofásico 5-níveis a partir de acoplamento magnético com ponto neutro.

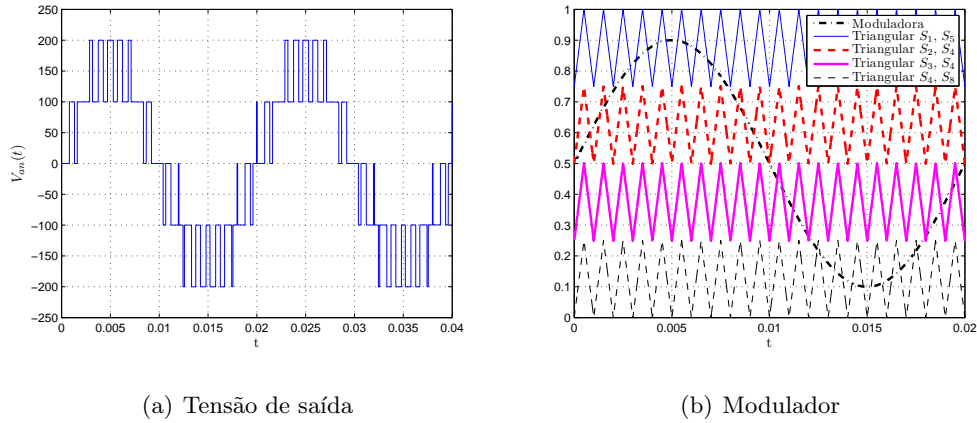
A segunda derivação apresenta o mesmo barramento sendo compartilhado por ambos os inversores. A Figura 1.33 mostra o circuito de potência do inversor com cinco níveis para o caso onde o barramento de tensão  $E$  é compartilhado entre dois inversores de tensão monofásicos em ponte completa.



**Figura 1.33:** Circuito elétrico de um inversor 5-níveis via acoplamento magnético com barramento compartilhado.

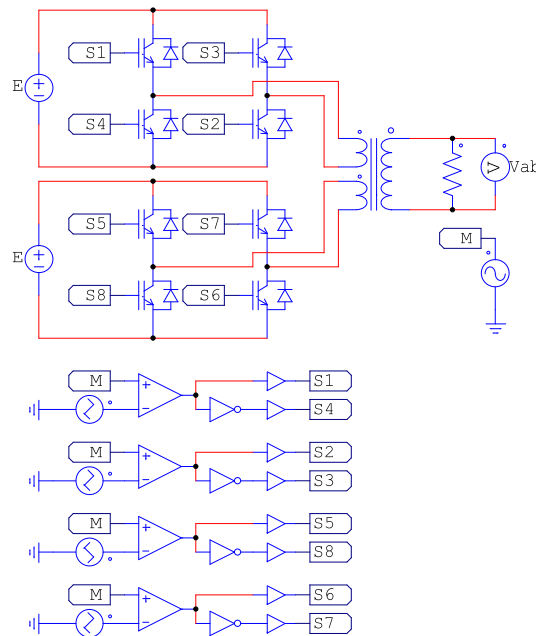
A tensão apresentada nos terminais de saída de cada um dos circuitos das Figuras 1.31, 1.32 e 1.33 é ilustrada na Figura 1.34.

O circuito simulado apresentado na Figura 1.35, é derivado do primeiro caso de conexão



**Figura 1.34:** Resultados de simulação dos inversores com acoplamento magnético monofásicos 5-níveis.

de inversores a partir de acoplamento magnético. É fato, no entanto que, os demais circuitos também apresentam as mesmas formas de onda de tensão de saída.



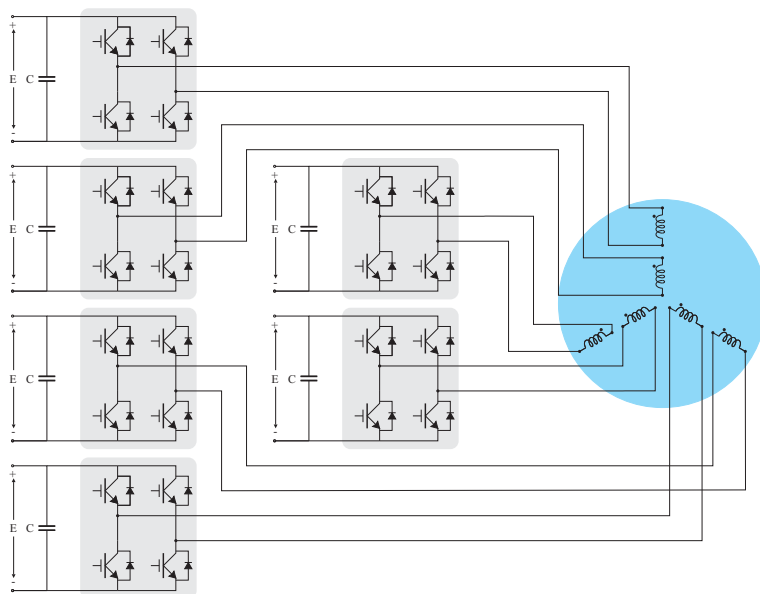
**Figura 1.35:** Circuito simulação do inversor com acoplamento magnético monofásico 5-níveis.

#### 1.4.1 Versões Trifásicas

As versões trifásicas para este caso de conexão para geração de inversores multiníveis também podem ser contempladas. Nesse caso, o transformador é trifásico com duas bobinas primárias por fase. Esse componente magnético pode também ser substituído por um motor

de indução trifásico cujas bobinas de cada fase são desacopladas eletricamente. Os circuitos dos inversores que serão ilustrados a seguir considerarão como carga um motor desse tipo.

O primeiro caso apresenta os capacitores de barramentos isolados. A Figura 1.36 mostra o circuito de potência para esse tipo de inversor alimentando um motor de indução trifásico com enrolamentos isolados.



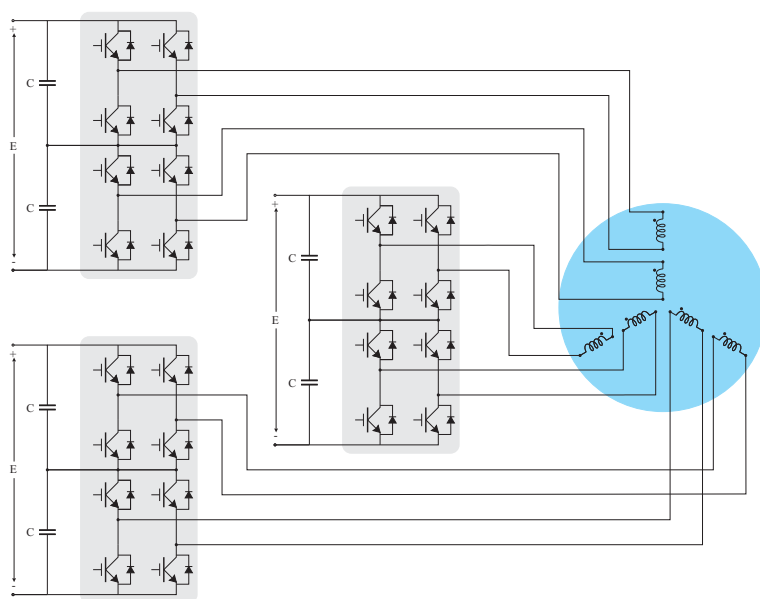
**Figura 1.36:** *Circuito elétrico de um inversor trifásico 5-níveis via acoplamento magnético com barramentos isolados*

A versão trifásica do inversor da Figura 1.32 é obtida com a multiplicação de cada um destes circuitos em cada fase dos terminais da máquina. A Figura 1.37 ilustra essa derivação.

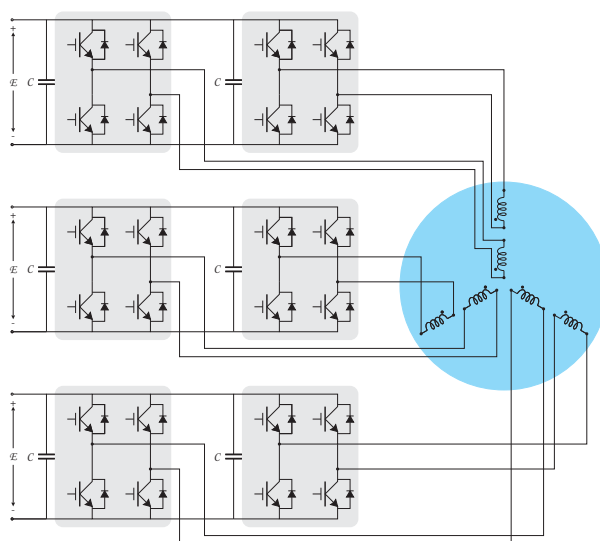
Outra variante para o circuito apresenta os inversores do grupo superior dividindo o mesmo barramento. Esse caso é a versão trifásica do circuito da Figura 1.33. O circuito contendo esse tipo de conexão é ilustrado na Figura 1.38.

Para o circuito que apresenta os inversores do grupo superior dividindo o mesmo barramento também pode ser realizada uma conexão alternativa. Esse caso também é a versão trifásica do circuito da Figura 1.33. O circuito contendo esse tipo de conexão é ilustrado na Figura 1.39.

A última e mais interessante derivação trifásica do acoplamento magnético entre inversores multiníveis é apresentada na Figura 1.40. Para esse caso o barramento com ponto médio, proporcionado pelo divisor capacitivo, é compartilhado entre todos os inversores das fase. A conexão da saída do inversor é feita sobre um motor de indução com conexão em estrela.



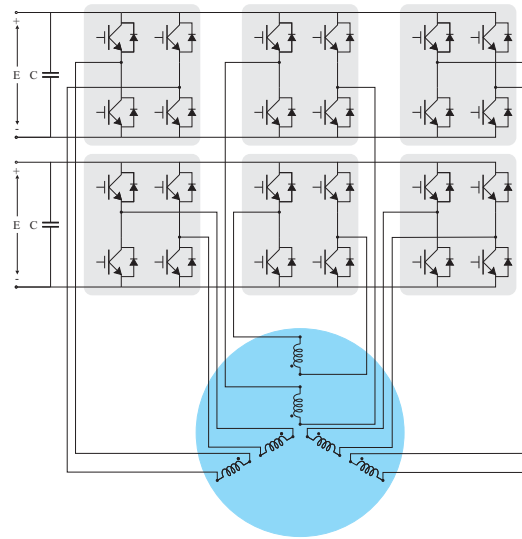
**Figura 1.37:** Circuito elétrico de um inversor trifásico 5-níveis via acoplamento magnético com barramentos por fase compartilhados.



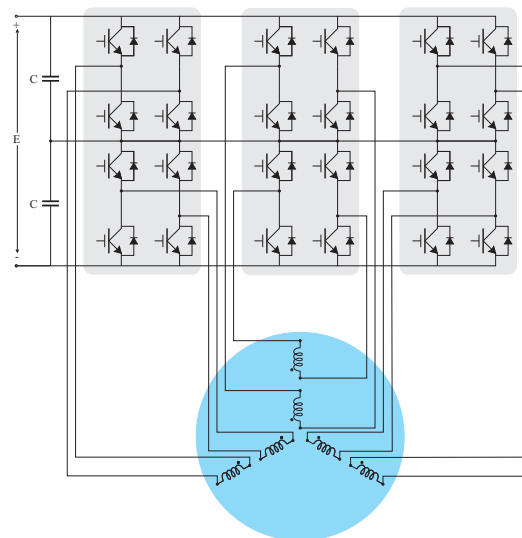
**Figura 1.38:** Circuito elétrico de um inversor trifásico 5-níveis via acoplamento magnético com barramentos por fase compartilhados.

Para esse circuito, os resultados de simulação, apresentados na Figura 1.41, mostram as formas de onda da tensão de saída de fase e linha, além de exemplificar um possível modulador.

Os resultados de simulação foram obtidas via circuito ilustrado na Figura 1.42. Na simulação foram utilizados três transformadores monofásicos de três enrolamentos para geração dos cinco níveis na tensão de saída para que possa realizar uma comparação entre os inversores previamente estudados.



**Figura 1.39:** Circuito elétrico de um inversor trifásico 5-níveis via acoplamento magnético com barramentos compartilhados.



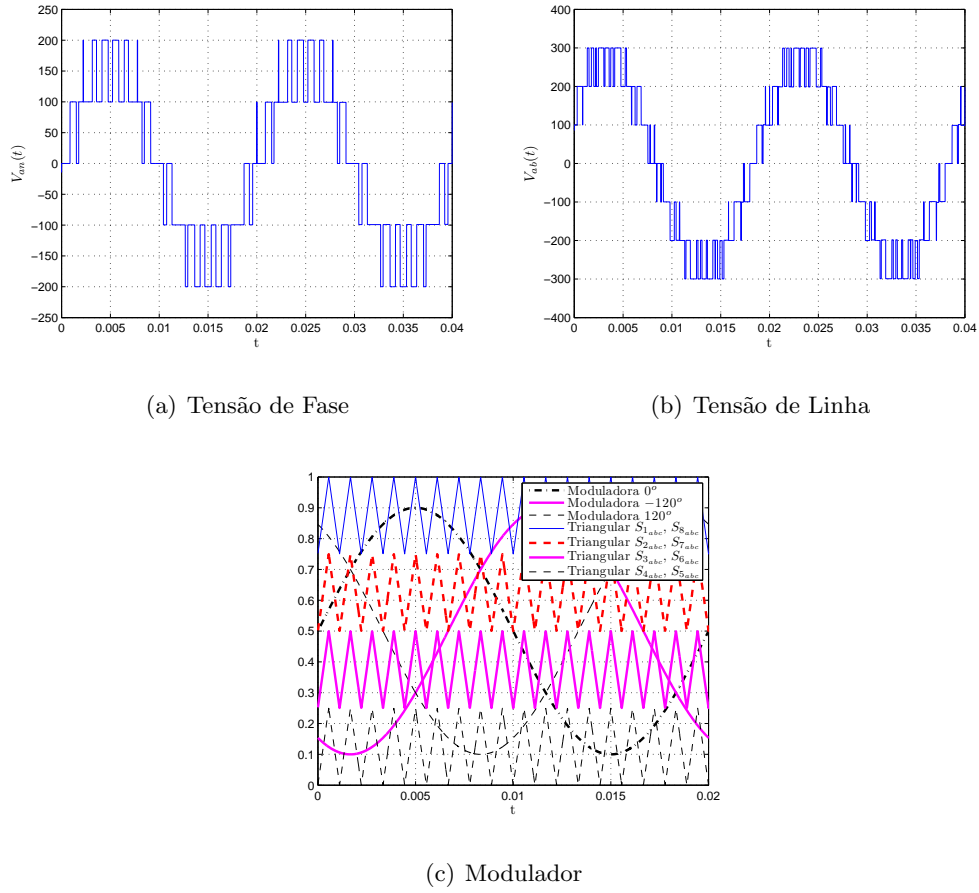
**Figura 1.40:** Circuito elétrico de um inversor trifásico 5-níveis via acoplamento magnético com barramento com ponto neutro.

## 1.5 Conclusões

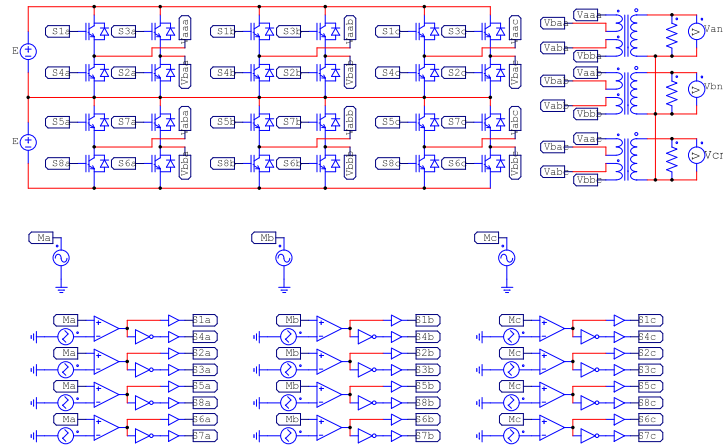
Os inversores multiníveis com grampeamento do ponto neutro, capacitor flutuante e associação em cascata foram brevemente revisados além de suas desvantagens e circuitos de potência, ilustrando a conexão dos interruptores e banco de capacitores. Exemplos de estratégias de modulação nos interruptores e resultados de simulação foram apresentadas.

Subseqüentemente, propôs-se uma alternativa para conexão entre inversores porém sem conexão direta entre os inversores três níveis como era o caso dos conversores em cascata.





**Figura 1.41:** Resultados de simulação do inversor com acoplamento magnético com barramento com ponto neutro 5-níveis.



**Figura 1.42:** Circuito simulação do inversor com acoplamento magnético monofásico 5-níveis.

Essa proposta visava a interligação via circuito magnético de um transformador de três enrolamentos. Derivações monofásicas e trifásicas desse circuito foram apresentadas.



---

---

## Capítulo 2

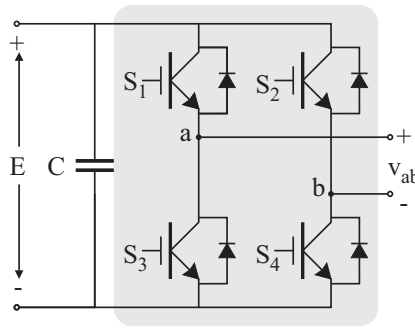
---

# Modulação PWM Senoidal Aplicada em Inversores Ponte Completa

O estudo do inversor em ponte completa com modulação *PWM* senoidal a três níveis compreende ítem importante para compreensão dos fenômenos associados ao inversor multinível com acoplamento magnético, proposto anteriormente. A análise matemática apresentada neste capítulo servirá como uma introdução para os equacionamentos realizados no capítulo seguinte. Os presentes cálculos visam a obtenção das equações que regem o comportamento da tensão de saída de inversores monofásicos em ponte completa com modulação três níveis utilizando *Série de Fourier*. Além disso, será mostrado a obtenção do espectro harmônico dessa variáveis. Essa ferramenta será utilizada para verificação da diminuição do conteúdo harmônico nos inversores multiníveis com acoplamento magnético.

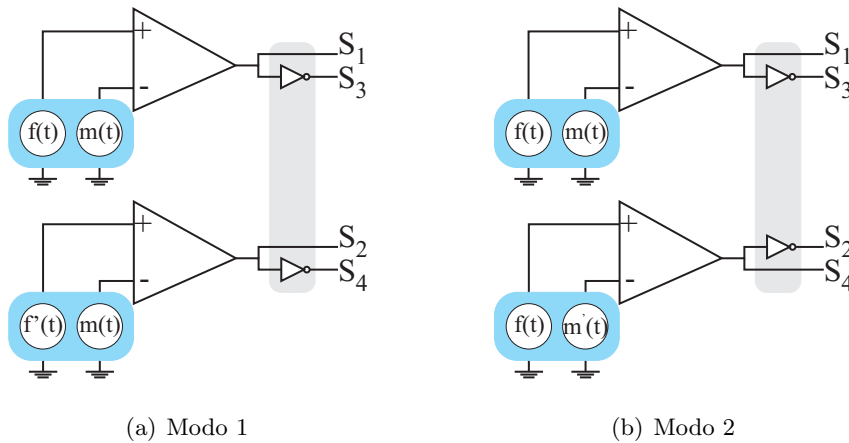
A estrutura de potência de um inversor de tensão monofásico em ponte completa compreende quatro interruptores bidirecionais em corrente associados aos pares em dois braços inversores, como ilustrado na Figura 2.1.

Os pontos *a* e *b* são os pontos de conexão com a carga, a qual deve ter necessariamente característica de fonte de corrente. *E* é o valor da tensão sobre o barramento de tensão contínua. Os interruptores de cada braço inversor da Figura 2.1, representados por *IGBTs*, são acionados de maneira complementar para evitar curto sobre a fonte de tensão *E* da



**Figura 2.1:** Circuito elétrico do inversor monofásico em ponte completa.

entrada do inversor segundo [3] e [5]. O modulador para essa estrutura pode ser obtido, tradicionalmente, de acordo com as Figuras 2.2(a) e 2.2(b). A primeira estrutura possui duas ondas moduladoras e uma portadora, e o segundo caso, os pulsos são gerados via comparações entre duas ondas portadoras e uma moduladora. Para o caso de modulação *PWM* senoidal, a moduladora é uma forma de onda senoidal e as portadoras são formas de onda dente-de-serra ou triangulares.



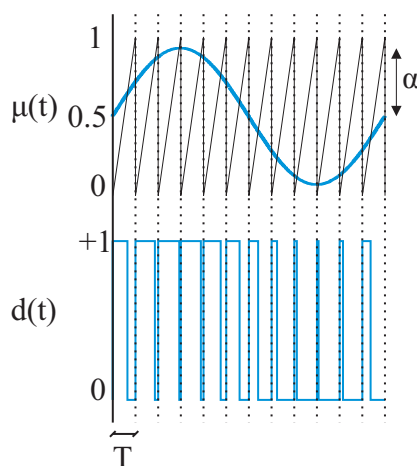
**Figura 2.2:** Diferentes modos de implementação de um modulador.

Para o presente caso, em que se deseja aplicar ao inversor uma modulação *PWM* senoidal a três níveis, deve-se obter uma relação entre as moduladoras  $f(t)$  e  $f'(t)$  para o caso da Figura 2.2(a), ou entre  $m(t)$  e  $m'(t)$ , ilustrado na Figura 2.2(b), e com isso, controlar os sinais  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$  e  $d_4$  responsáveis pelo acionamento dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ . É primeiramente necessário, no entanto, analisar o sinal *PWM* que será enviado individualmente a cada interruptor do inversor. A expressão que determina o comportamento da onda moduladora  $\mu(t)$  é uma função senoidal descrita por:

$$\mu = \alpha \sin(\omega_o t) + 0.5 \quad (2.1)$$

A necessidade do nível médio presente em (2.1) é explicado pela característica adotada pelos moduladores de serem de um único quadrante.

Deve-se notar que, para o tipo de modulador adotado, tanto a moduladora quando as portadoras não possuem valores negativos. Os moduladores para cada interruptor podem ter formas de onda representadas na Figura 2.3.



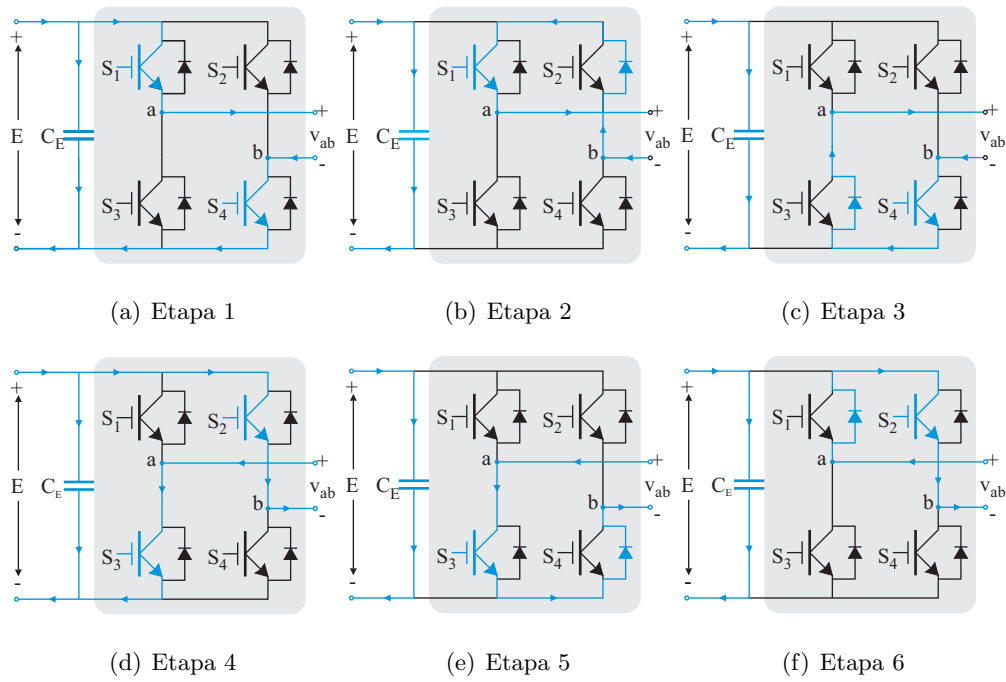
**Figura 2.3:** Formas de onda ilustrativa de um modulador SPWM senoidal.

Aplicando devidamente os pulsos de comando nos interruptores de forma a garantir a complementaridade entre os sinais de cada braço e entre cada um destes uma defasagem de  $180^\circ$ , tem-se as etapas de operação mostradas na Figura 2.4.

A seqüência de operação de cada uma das etapas da Figura 2.4 é ditada pelo modulador, o qual pode ser implementado de acordo com a Figura 2.2, utilizando portadoras  $m(t)$  dente-de-serra ou triangulares.

A partir desse ponto analisar-se-ão cada um dos esquemas de modulação para a estrutura do inversor monofásico em ponte completa. O objetivo é fazer uma análise matemática criteriosa do conteúdo harmônico presente na tensão de saída do inversor modulado por cada um destes tipos de estruturas de modulador. Cada caso terá a nomenclatura adotada pela Tabela 2.1.

Em se tratando da análise em alta frequência, o que é almejado a partir disso, é a obtenção de uma função matemática que represente todas as componentes de frequência contidas em uma variável elétrica. Para tanto, fazer-se-á uso da *Série de Fourier* para determinação do comportamento da tensão de saída através de suas componentes de alta frequência. A expressão da Série de Fourier no formato trigonométrico, bem como seus coeficientes, pode ser calculada segundo (2.2), de acordo com [10], sendo que  $f(t)$  é uma função periódica



**Figura 2.4:** Etapas de operação do inversor monofásico em ponte completa para semi-ciclo positivo da onda moduladora

Número de Moduladoras	Número de Portadoras	Tipo de Portadora	Esquema de Modulação
2	1	Dente-de-Serra	Modulador a
1	2	Dente-de-Serra	Modulador b
2	1	Triangular	Modulador c
1	2	Triangular	Modulador d

**Tabela 2.1:** Nomenclatura para os esquemas de modulação estudados.

com período  $T$  de forma que  $f(t) = f(t + T)$ .

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( A_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) + B_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \right) \quad (2.2)$$

Os coeficientes da Série de Fourier podem ser calculados por (2.3), (2.4) e (2.5).

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (2.3)$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.4)$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \quad (2.5)$$

A obtenção do espectro harmônico da tensão de saída do inversor via *Série de Fourier*

considerou os resultados apresentados em [4], [11], [12] e [13]. Cabe salientar que para simplificação do equacionamento, é necessário que exista uma relação entre a frequência da moduladora  $\omega_o$  e a frequência da portadora de  $\frac{2\pi n}{T}$  tal que a razão entre elas seja um número inteiro de forma que, dentre de um período da moduladora senoidal, exista um número inteiro de períodos da onda portadora.

## 2.1 Modulador *a*

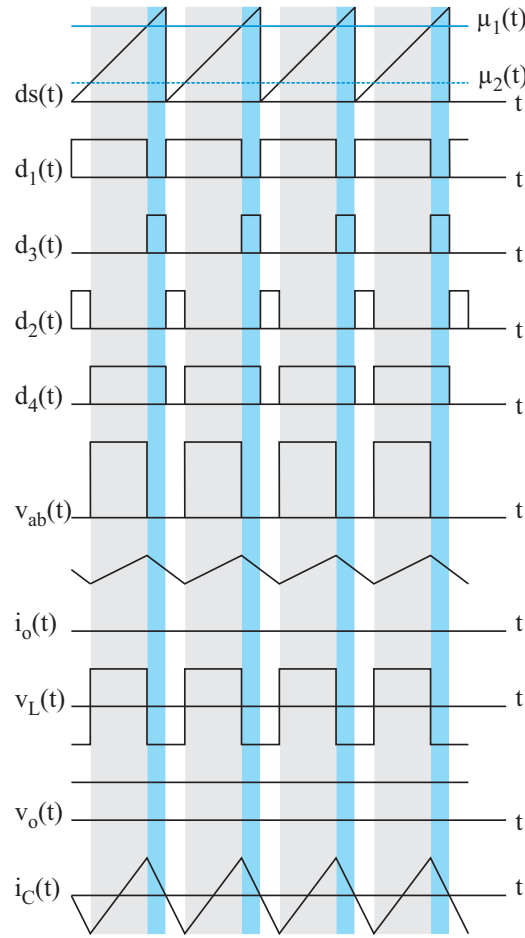
O modulador tipo *a* é formado por duas ondas moduladoras com forma de onda senoidal, defasadas entre si de  $180^\circ$  para garantir a defasagem entre os sinais dos braços inversores. No entanto, utiliza apenas uma portadora, que para este caso é a dente-de-serra. As etapas de operação do inversor operando com esse tipo de modulação, no semi-ciclo positivo do sinal modulador, e considerando um possível filtro *LC* conectados à saída do inversor e a uma carga puramente resistiva, é ilustrada na Figura 2.5.

O sinal  $ds(t)$  representa a portadora dente-de-serra. Os pulsos de comando a serem enviados aos interruptores são dados por  $d_1(t)$ ,  $d_2(t)$ ,  $d_3(t)$  e  $d_4(t)$ . Os demais sinais são a tensão entre os terminais *a* e *b* do inversor ( $v_{ab}(t)$ ), corrente de saída ( $i_o(t)$ ) a qual atravessa o indutor  $L_o$  de filtragem,  $i_C(t)$  a corrente presente no capacitor de filtragem, e finalmente  $v_o(t)$  que representa a tensão de saída sobre os terminais da carga, esta considerada puramente resistiva.

Os sinais  $\mu_1(t)$  e  $\mu_2(t)$  são os sinais moduladores que devido à baixa frequência são aproximadamente constantes na ordem da frequência da portadora. A tensão sobre os terminais da carga ( $v_o(t)$ ), sendo um espelho da forma de onda do sinal modulador, também representa uma senóide, porém, devido à escala de observação das formas de onda da Figura 2.5, essa é aproximadamente um sinal contínuo.

Aplicando a expressão para encontrar o termo  $A_0$  da Série de Fourier sobre a forma de onda da Figura 2.5 tem-se que:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_{d_2 T}^{d_1 T} E dt \\ A_0 &= E(d_1 - d_2) \end{aligned} \tag{2.6}$$



**Figura 2.5:** Formas de onda de um inversor monofásico em ponte completa para semi-ciclo positivo da onda moduladora com modulador  $a$ .

Para o coeficiente  $A_n$  tem-se (2.7):

$$\begin{aligned}
 A_n &= \frac{2}{T} \int_{d_2 T}^{d_1 T} E \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \\
 A_n &= \frac{E}{\pi n} (\text{sen}(2\pi n d_1) - \text{sen}(2\pi n d_2))
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

O coeficiente  $B_n$ , com isso é dado por (2.8).

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{2}{T} \int_{d_2 T}^{d_1 T} E \text{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) dt \\
 B_n &= \frac{E}{\pi n} (-\cos(2\pi n d_1) + \cos(2\pi n d_2))
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Considerando, nesse momento, que os sinais de gatilho dos interruptores,  $d_1$  e  $d_2$ , são variantes no tempo de forma a serem representados como  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$  e aplicando-os



em (2.6), (2.7), (2.8) como também em (2.1), encontra-se (2.9) e (2.10):

$$\begin{aligned} A_0(t) &= E(\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5 - \alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) - 0.5) \\ A_0(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} A_n(t) &= \frac{E}{\pi n} (\text{sen}(2\pi n(\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5)) - \text{sen}(2\pi n(\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5))) \\ A_n(t) &= \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Realizando um desenvolvimento matemático similar à  $A_n(t)$ , demonstra-se que o coeficiente  $B_n(t)$  tem valor nulo.

Aplicando (2.9) e (2.10) na expressão (2.2) obtém-se (2.11):

$$v_{ab}(t) = 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \quad (2.11)$$

A expressão (2.11) descreve o comportamento em regime permanente da tensão de saída do inversor em função do tempo e tendo como parâmetro o índice de modulação  $\alpha$ . Porém, devido ao fato do argumento da função seno ser também uma função senoidal, essa equação pode ser reescrita utilizando-se a propriedade (2.12):

$$\text{sen}(\xi \text{sen}(\theta)) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\xi) \text{sen}((2k+1)\theta) \quad (2.12)$$

O termo  $J_{2k+1}$  representa uma *Função de Bessel*, encontrada em [14], de primeira espécie, cuja ordem é  $2k+1$  e argumento  $\xi$ . Para reformulação de (2.11) a identidade trigonométrica (2.13) é empregada.

$$\text{sen}(u) \cos(v) = \frac{1}{2} (\text{sen}(u+v) + \text{sen}(u-v)) \quad (2.13)$$

A partir disso, tem-se que a tensão entre os terminais  $a$  e  $b$  do inversor é expressa pela equação (2.14).

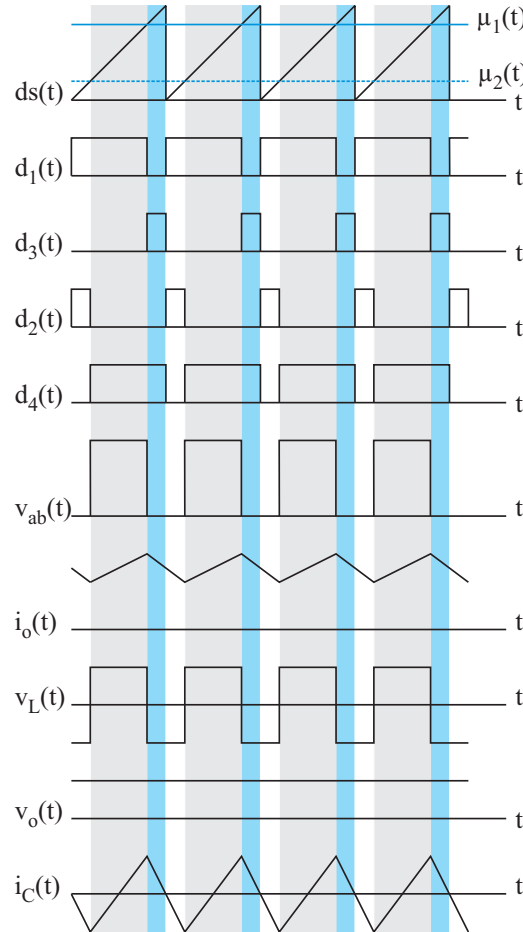
$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \dots \\ &\quad \frac{1}{2} \text{sen}((2k+1)\omega_o t) \cos\left(\frac{2\pi n t}{T}\right) \\ v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \dots \\ &\quad \left( \text{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T} + (2k+1)\omega_o t\right) - \text{sen}\left(\frac{2\pi n t}{T} - (2k+1)\omega_o t\right) \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Fica explicitado, contudo, que o espectro harmônico da tensão de saída do inversor é formado por uma componente na frequência fundamental  $\omega_o$  e demais harmônicas centradas em  $\frac{2\pi nt}{T} \pm (2k+1)\omega_o t$ , onde  $n$  é a ordem da harmônica e  $k$  é o índice da sub-harmônicas de banda lateral cuja amplitude  $h_{n,k}$  pode ser calculada por (2.15):

$$h_{n,k} = \frac{2E}{n\pi} J_{2k+1}(2\pi n\alpha) \quad (2.15)$$

## 2.2 Modulador $b$

De acordo com a Tabela 2.1, o modulador tipo  $b$  é constituído de uma moduladora com forma de onda senoidal e duas portadoras dente-de-serra defasadas entre si de  $180^\circ$ . As formas de onda das variáveis elétricas de importância da estrutura operando com esse tipo de modulador são ilustradas na Figura 2.6.



**Figura 2.6:** Formas de onda de um inversor monofásico em ponte completa para semi-ciclo positivo da onda moduladora com modulador  $b$ .

Os coeficientes  $A_0$ ,  $A_n$  e  $B_n$ , considerando razão cíclica constante, são calculados

por (2.16), (2.17)) e (2.18):

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}-d_2T} E dt \\ A_0 &= E(1 - 2d_2) \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}-d_2T} E \cos\left(\frac{2\pi nt}{\frac{T}{2}}\right) dt \\ A_n &= -\frac{E}{n\pi} \text{sen}(4\pi nd_2) \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{2}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}-d_2T} E \text{sen}\left(\frac{2\pi nt}{\frac{T}{2}}\right) dt \\ B_n &= \frac{E}{n\pi} (1 - \cos(4\pi nd_2)) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Para razão cíclica variável, de acordo com (2.1), tem-se que a componente fundamental representada na Série de Fourier por  $A_0(t)$  é dada por (2.19):

$$\begin{aligned} A_0(t) &= E(1 - 2(\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_0(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) \end{aligned} \quad (2.19)$$

O coeficiente  $A_n(t)$  em função do tempo  $t$  é então dado por (2.20).

$$\begin{aligned} A_n(t) &= -\frac{E}{n\pi} \text{sen}(4\pi n(\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_n(t) &= \frac{E}{n\pi} \text{sen}(4\pi n\alpha \text{sen}(\omega_o t)) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Do mesmo modo,  $B_n(t)$  em (2.21):

$$\begin{aligned} B_n(t) &= \frac{E}{n\pi} (1 - \cos(4\pi n(\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5))) \\ B_n(t) &= \frac{E}{n\pi} (1 - \cos(4\pi n\alpha \text{sen}(\omega_o t))) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Dessa forma, aplicando a equação da Série de Fourier na forma trigonométrica obtém-se a tensão de saída para esse tipo de modulador, dada por (2.22).

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E}{n\pi} \left( \text{sen}(4\pi n\alpha \text{sen}(\omega_o t)) \cos\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) + \right. \\ &\quad \left. (1 - \cos(4\pi n\alpha \text{sen}(\omega_o t))) \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Para expansão de (2.22), além de (2.12), é empregada a propriedade apresentada em (2.23).

$$\cos(\xi \text{sen}(\theta)) = J_0(\xi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\xi) \text{sen}((2k)\theta) \quad (2.23)$$

Com isso, obtém-se (2.24).

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E}{n\pi} \left( 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(4\pi n\alpha) \text{sen}((2k+1)\omega_o t) \cos\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) + \right. \\ &\quad \left. \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) - \left( J_o(4\pi n\alpha) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(4\pi n\alpha) \cos((2k)\omega_o t) \right) \right. \\ &\quad \left. \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) \right) \\ v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E}{n\pi} \left( \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T}\right) (1 - J_o(4\pi n\alpha)) + \sum_{k=1}^{\infty} \right. \\ &\quad J_{2k-1}(4\pi n\alpha) \left( \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T} + (2k-1)\omega_o t\right) \right) \\ &\quad \left. - \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T} - (2k-1)\omega_o t\right) - \right. \\ &\quad \left. J_{2k}(4\pi n\alpha) \left( \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T} + (2k)\omega_o t\right) - \text{sen}\left(\frac{4\pi nt}{T} - (2k)\omega_o t\right) \right) \right) \end{aligned} \quad (2.24)$$

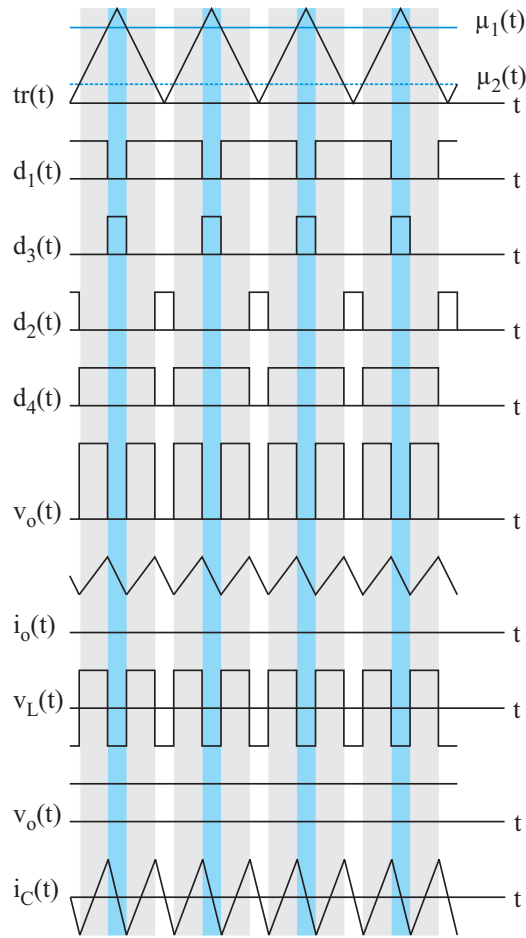
Com (2.24) obtém-se a equação que fornece a amplitude das harmônicas de alta frequência cuja função é determinada por (2.25)

$$\begin{aligned} h_n &= 1 - J_o(4\pi n\alpha) \\ h'_{n,k} &= J_{2k-1}(4\pi n\alpha) \quad \text{para sub-harmônica ímpar} \\ h''_{n,k} &= J_{2k}(4\pi n\alpha) \quad \text{para sub-harmônica par} \end{aligned} \quad (2.25)$$

As harmônicas centradas em  $\omega_o$  são dadas por  $h_n$ ; as harmônicas de ordem ímpar, dadas por  $\frac{4\pi nt}{T} \pm (2k-1)\omega_o t$ , têm amplitudes de  $h'_{n,k}$  e as de ordem par, centradas em  $\frac{4\pi nt}{T} \pm (2k)\omega_o t$ , possuem amplitudes dadas por  $h''_{n,k}$ .

## 2.3 Modulador $c$

Para o modulador tipo  $c$ , de acordo com a Tabela 2.1, há a comparação entre duas ondas moduladoras senoidais e uma portadora tipo triangular. Considerando que o inversor, operando de acordo com esses requisitos de modulação e tendo nos terminais  $a$  e  $b$  um filtro tipo  $LC$  acrescido de uma carga puramente resistiva, tem-se, na Figura 2.7, as formas de onda das variáveis elétricas apresentadas conversor  $CC$ - $CA$ .



**Figura 2.7:** Formas de onda de um inversor monofásico em ponte completa para semi-ciclo positivo da onda moduladora com modulador  $c$ .

Como realizado anteriormente, a análise harmônica da tensão de saída do inversor de tensão monofásico é feita a partir das formas de onda de tensão presentes entre os terminais  $a$  e  $b$  da saída do inversor, onde é considerado que a frequência da moduladora é muito menor que a frequência da portadora de forma que para escala de tempo da ordem do período de comutação o sinal modulador seja aproximadamente constante.

O coeficiente  $A_0$  considerando a razão cíclica constante sobre os interruptores, é dada por (2.26).

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_{d_2 \frac{T}{2}}^{d_1 \frac{T}{2}} E dt \\ A_0 &= E(d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (2.26)$$

O coeficiente  $A_n$  com isso, é expresso segundo (2.27).

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_{d_2 \frac{T}{2}}^{d_1 \frac{T}{2}} E \cos \left( \frac{2\pi nt}{T} \right) dt \\ A_n &= \frac{E}{n\pi} (\text{sen}(2\pi n d_1) - \text{sen}(2\pi n d_2)) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Por fim,  $B_n$  é calculado de acordo com (2.28).

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{2}{T} \int_{d_2 \frac{T}{2}}^{d_1 \frac{T}{2}} E \text{sen} \left( \frac{2\pi nt}{T} \right) dt \\ B_n &= \frac{E}{n\pi} (\cos(2\pi n d_1) - \cos(2\pi n d_2)) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Fazendo com que as razões cíclicas variem senoidalmente de acordo com a lei imposta pela moduladora, os coeficientes dados por (2.26), (2.27) e (2.28) são representados por (2.29).

$$\begin{aligned} A_0(t) &= E(\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5 - (\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_0(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) \end{aligned} \quad (2.29)$$

Analogamente,  $A_n(t)$  é dado em (2.30).

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{E}{n\pi} (\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5 - (\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_n &= \frac{2E}{n\pi} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Realizando-se a mesma expansão apresentada para os coeficientes  $A_0(t)$  e  $A_n(t)$  encontrar-se um valor nulo para  $B_n(t)$ .

Aplicando (2.29) e (2.30) na expansão em Série de Fourier tem-se:

$$v_{ab}(t) = 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \cos \left( \frac{4\pi nt}{T} \right) \quad (2.31)$$

Aplicando (2.12) e (2.13) em (2.31) obtém-se:

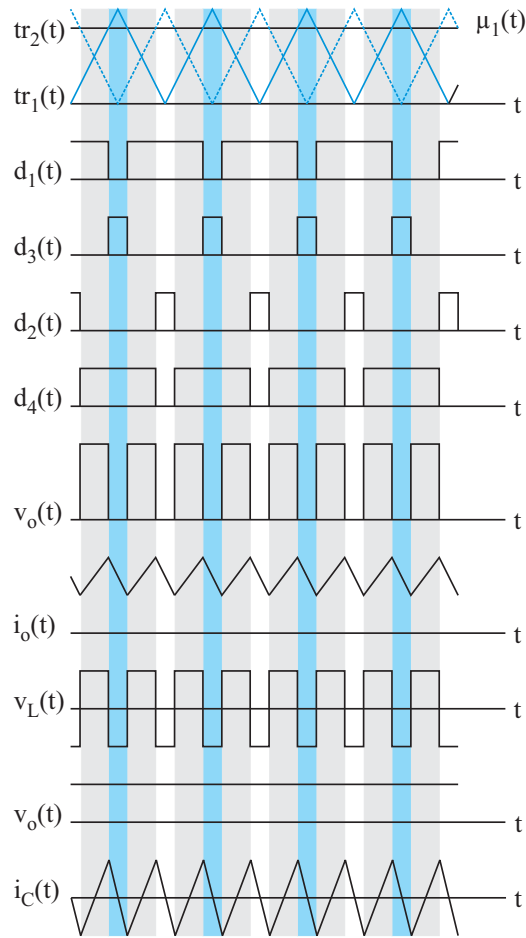
$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \\ &\quad \frac{1}{2} \text{sen}((2k+1)\omega_o t) \cos \left( \frac{4\pi nt}{T} \right) \\ v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \\ &\quad \left( \text{sen} \left( \frac{4\pi nt}{T} + (2k+1)\omega_o t \right) - \text{sen} \left( \frac{4\pi nt}{T} - (2k+1)\omega_o t \right) \right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

A partir de (2.32) conclui-se que existem sub-harmônicas de banda lateral, centradas nas harmônicas de ordem  $n$ , cuja amplitude é calculada por (2.33).

$$h_{n,k} = \frac{2E}{n\pi} J_{2k+1}(2\pi n\alpha) \quad (2.33)$$

## 2.4 Modulador $d$

O modulador  $d$ , formado por uma única moduladora e duas portadoras, tem formas de onda ilustradas na Figura 2.8.



**Figura 2.8:** Formas de onda de um inversor monofásico em ponte completa para semi-ciclo positivo da onda moduladora com modulador  $d$ .

Para tal forma de onda, o coeficiente  $A_0$  da Série de Fourier é dado em (2.34).

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \int_{d_1 \frac{T}{2}}^{d_2 \frac{T}{2}} E dt \\ A_0 &= E(d_1 - d_2) \end{aligned} \quad (2.34)$$

$A_n$  é calculado com o emprego de (2.35).

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_{d_1 \frac{T}{2}}^{d_2 \frac{T}{2}} E \cos \left( \frac{2\pi n t}{T} \right) dt \\ A_n &= \frac{E}{n\pi} (\text{sen}(2\pi n d_1) - \text{sen}(2\pi n d_2)) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Por fim,  $B_n$  é calculado por (2.36).

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{2}{T} \int_{d_2 \frac{T}{2}}^{d_1 \frac{T}{2}} E \text{sen} \left( \frac{2\pi n t}{T} \right) dt \\ B_n &= \frac{E}{n\pi} (\cos(2\pi n d_1) - \cos(2\pi n d_2)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Com a variação temporal da moduladora, o coeficiente dado por (2.26) é calculado seguindo (2.37).

$$\begin{aligned} A_0(t) &= E(\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5 - (\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_0(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

Para  $A_n(t)$  tem-se (2.38):

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{E}{n\pi} (\alpha \text{sen}(\omega_o t) + 0.5 - (\alpha \text{sen}(\omega_o t - \pi) + 0.5)) \\ A_n &= \frac{2E}{n\pi} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Para  $B_n(t)$ , a expansão da expressão (2.36) fornece valor nulo.

Aplicando (2.29) e (2.30) na expansão em Série de Fourier obtém-se (2.39).

$$v_{ab}(t) = 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \text{sen}(2\pi n \alpha \text{sen}(\omega_o t)) \cos \left( \frac{4\pi n t}{T} \right) \quad (2.39)$$

Aplicando (2.12) e (2.13) em (2.31) tem-se (2.40).

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \\ &\quad \frac{1}{2} \text{sen}((2k+1)\omega_o t) \cos \left( \frac{4\pi n t}{T} \right) \\ v_{ab}(t) &= 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \\ &\quad \left( \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} + (2k+1)\omega_o t \right) - \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} - (2k+1)\omega_o t \right) \right) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Com isso, conclui-se que existem sub-harmônicas de banda lateral de ordem  $k$ , centradas nas harmônicas de ordem  $n$ , cujas amplitudes podem ser calculadas empregando (2.41).

$$h_{n,k} = \frac{2E}{n\pi} J_{2k+1}(2\pi n \alpha) \quad (2.41)$$

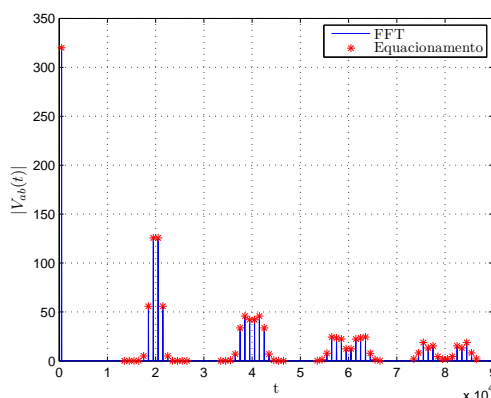


## 2.5 Comprovação de Resultados

Nas seções anteriores mostrou-se a obtenção das expressões que descrevem o comportamento, em regime permanente, da tensão de saída do inversor monofásico de tensão em ponte completa para modulação *PWM* senoidal com as estratégias dadas pela Tabela 2.1. Além disso, as equações para o cálculo das amplitudes das harmônicas foram deduzidas e apresentadas. Viu-se também que para a frequência fundamental, para qualquer que for o tipo de modulador adotado, a amplitude é a mesma e dada por  $2\alpha E$ . As principais características de cada estratégia de modulação anteriormente analisadas podem listadas a seguir.

### Modulador a

As equações para tensão de saída e amplitude das harmônicas são dadas, respectivamente, por (2.14) e (2.15). Com esse tipo de estratégia de modulação, existem sub-harmônicas de banda lateral centradas sobre a frequência da portadora e suas múltiplas, não havendo componentes de alta frequência sobre a frequência da dente-de-serra que compreende a portadora. A Figura 2.9 ilustra o diagrama de amplitude do espectro harmônico da tensão de saída do inversor, comparando os resultados teóricos obtidos via (2.15) e a *FFT* obtida via simulação.

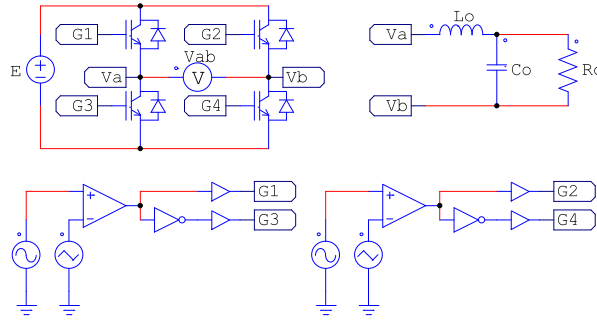


**Figura 2.9:** Resultados comparativos entre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor com modulador a, via simulação e resultado teórico.

Os resultados de simulação foram obtidos com o emprego do software *PSIM*, produzido pela *Powersim Inc* e o espectro harmônico é resultado da resolução de uma *FFT* (*Fast Fourier Transform*) realizada pelo próprio software.

A fonte de tensão  $E$  da entrada do inversor tem valor de  $400V$ , a indutância de filtro ( $L_o$ ) é de  $10mH$ , a capacitância  $C_o$  de  $100\mu F$  e o resistor de carga tem  $10\Omega$  de resistência.

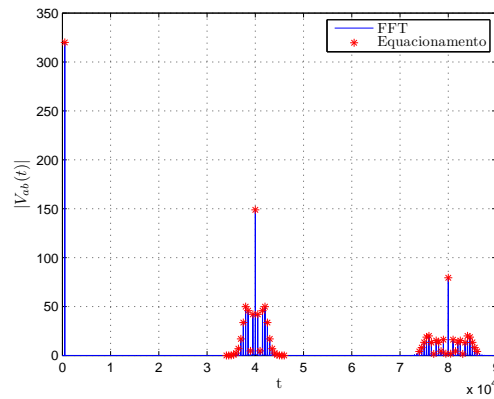
A frequência da moduladora é de  $500\text{Hz}$  e a portadora tem frequência de  $20\text{kHz}$ . O circuito de simulação utilizado é ilustrado na Figura 2.10.



**Figura 2.10:** Circuito de simulação utilizado para comprovação dos resultados teóricos do espectro harmônico da tensão de saída do inversor utilizando os modulador tipo a e c.

## Modulador b

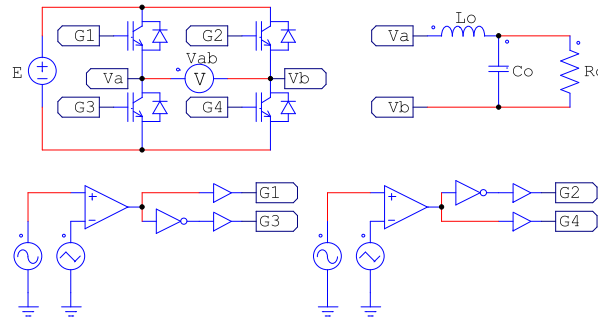
O modulador b, cujas equações são dadas por (2.24) e (2.25), tem espectro harmônico ilustrado na Figura 2.11.



**Figura 2.11:** Resultados comparativos entre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor com modulador b, via simulação e resultado teórico.

O espectro harmônico da tensão de saída mostra-se, nesse caso, com primeira harmônica de alta frequência sobre o dobro da onda portadora e suas múltiplas. Apresentam-se também, harmônicas de banda lateral centradas em tais pontos.

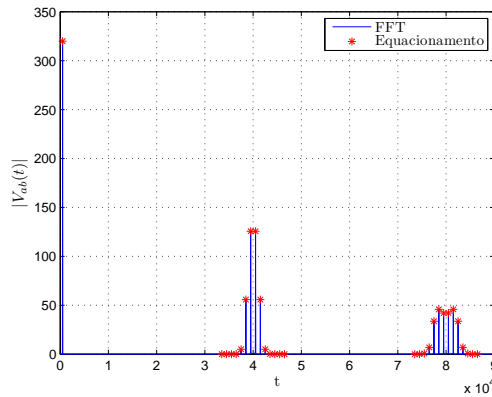
As simulações foram realizadas com as mesmas condições que aquela realizada para o primeiro tipo de modulador. O circuito de simulação nesse caso é ilustrado na Figura 2.12.



**Figura 2.12:** Circuito de simulação utilizado para comprovação dos resultados teóricos do espectro harmônico da tensão de saída do inversor utilizando os modulador tipo b e d.

### Modulador c

Para o modulador c, a tensão de saída é expressa por (2.32) e as amplitudes das harmônicas de alta frequência são dadas por (2.33). Com esta equação e os resultados de simulação, o espectro harmônico simulado e calculado podem ser comparados na Figura 2.13.



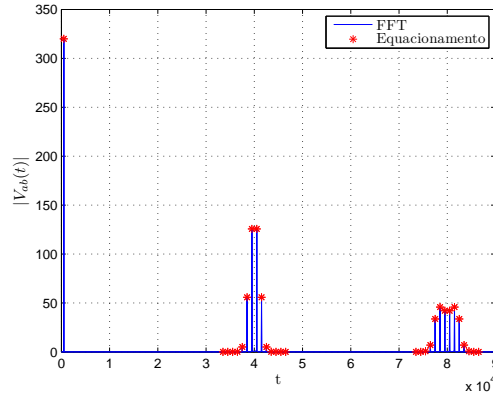
**Figura 2.13:** Resultados comparativos entre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor com modulador c, via simulação e resultado teórico.

As sub-harmônicas de alta frequência são centradas sobre o dobro da frequência da portadora e suas múltiplas. Como no caso do modulador tipo a não existem harmônicas sobre as frequências de comutação dos interruptores.

### Modulador d

Para a última estratégia de modulação, denominada de modulador tipo d de acordo com a Tabela 2.1, tem-se as equações (2.40) e (2.41). Estas descrevem, respectivamente, o comportamento da tensão de saída do inversor como também expressa a amplitude das

harmônicas de tal forma de onda. Tem-se também que as harmônicas em alta frequência aparecem sobre as bandas laterais com o dobro frequência da onda portadora e suas múltiplas como mostrado na Figura 2.14.



**Figura 2.14:** Resultados comparativos entre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor com modulador  $d$ , via simulação e resultado teórico.

## 2.6 Conclusões

A partir da análise realizada, percebeu-se que para qualquer tipo de modulador utilizado há a presença da frequência fundamental. Esta, tem a mesma frequência da onda moduladora e, para todas os casos de modulador, tem-se maior componente do espectro com amplitude dada por (2.42):

$$h_o = 2\alpha E \quad (2.42)$$

A diferença entre as estratégias de modulação aparece sobre as harmônicas de alta frequência. Os melhores resultados, considerando a quantidade de harmônicos produzidos pela modulação, foram apresentados pelos dois últimos tipos de moduladores, os quais apresentaram o mesmo espectro harmônico. A partir desses resultados, adotar-se-á, para proposta de um inversor com multiníveis na tensão de saída, o modulador tipo  $d$ . A razão para essa escolha foi mostrada com os resultados apresentados por esse capítulo e as vantagens de implementação em processador numérico.

---

---

## Capítulo 3

---

# Inversores Multiníveis com Acoplamento Magnético e Modulação Três Níveis

No capítulo anterior mostrou-se que, utilizando modulação *SPWM*, pode-se gerar uma tensão na saída do inversor monofásico em ponte completa tal que seu espectro seja composto por uma componente fundamental mais harmônicos em alta frequência. Além disso, viu-se que, para determinados tipos de moduladores, como no caso do modulador tipo *d*, as harmônicas aparecem apenas nas bandas laterais com dobro da frequência da onda portadora. Dessa forma, em relação ao modulador *a*, por exemplo, no qual as componentes harmônicas apareciam na frequência da portadora, o esforço de filtragem é diminuído.

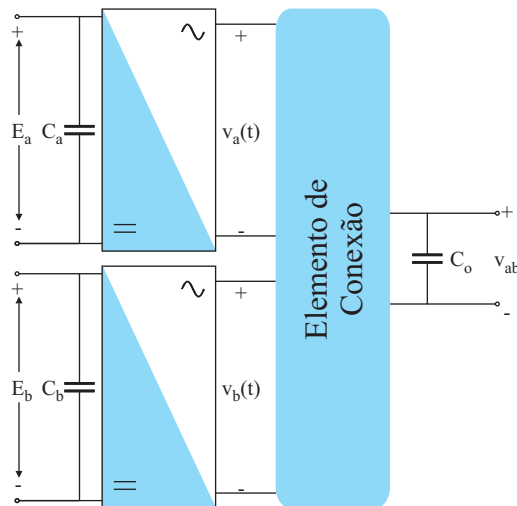
O primeiro capítulo mostrou que os inversores multiníveis são uma alternativa para uma diminuição ainda maior da distorção harmônica apresentada pela tensão de saída dos conversores *CC-CA*. Além disso, viu-se que as associações em cascata podem produzir tais características. A alternativa proposta para estudo é a associação entre inversores monofásicos em ponte completa conectados via acoplamento magnético através de um transformador de três enrolamentos. Isso traz a consequência do aparecimento de mais níveis na tensão de saída.

Para fundamentação teórica dessa estrutura, apresentar-se-á uma análise qualitativa e quantitativa sobre este inversor visando mostrar a função matemática exercida pelo elemento de conexão bem como a equação que descreve o comportamento, em regime permanente,

da tensão de saída do inversor. Adicionado a isso, formas de onda e consequências da conexão adotada serão estudadas. Resultados de simulação e equacionamento matemático são apresentados e comparados ao longo do estudo visando a comprovação dos resultados.

### 3.1 Equacionamento Matemático

Para análise matemática das variáveis de saída do inversor considerar-se-á o transformador responsável pelo acoplamento entre os inversores como um elemento de conexão com a finalidade de, basicamente, proporcionar a soma entre as tensões de saída de cada inversor ponte completa. O princípio físico que rege o comportamento do inversor conectado às bobinas do transformador e sua consequência prática serão estudados na seção subsequente. Para tanto, faz-se uso da Figura 3.1 como esquema simplificado do inversor multinível.



**Figura 3.1:** Esquema de simplificado de ligação de inversores.

A solução matemática para eliminação das harmônicas de banda lateral de primeira ordem, ou seja, o primeiro grupo de harmônicas de alta frequência presente no espectro harmônico da tensão de saída do inversor é tal que as fases de tais componentes sejam opostas. Dessa forma, somando-se o espectro obtido para o inversor em ponte completa com o outro inversor de mesma estrutura e mesmo tipo de modulação, tem-se as harmônicas no dobro da frequência da portadora e em oposição de fase. Como resultado, tem-se a composição entre as mesmas de tal forma a eliminá-las.

A obtenção da equação da tensão de saída do inversor com oposição de fase das harmônicas em alta frequência pode ser iniciada pela verificação da propriedade do deslocamento da

Transformada de Fourier dada por (3.1).

$$\mathcal{F}[f(t - t_o)] = \mathcal{F}[f(t)]e^{-jn\omega_o t_o} \quad (3.1)$$

Ou ainda, enfatizando-se a relação angular entre a função original e sua equivalente deslocada, tem-se (3.2).

$$\mathcal{F}[f(\theta - \theta_o)] = \mathcal{F}[f(t)]e^{-jn\theta_o} \quad (3.2)$$

Para o inversor *a* da Figura 3.1, tem-se que a tensão de saída é descrita por (3.3).

$$\begin{aligned} v_a(t) = & 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n\alpha) \\ & \left( \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} + (2k+1)\omega_o t \right) - \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} - (2k+1)\omega_o t \right) \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

O inversor *b* tem tensão de saída dada por (3.3) que, combinada com (3.2), resulta em (3.4).

$$\begin{aligned} v_b(t) = & 2\alpha E \text{sen}(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{\pi n} (-1)^n \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(2\pi n\alpha) \\ & \left( \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} + (2k+1)\omega_o t - n\theta_o \right) - \right. \\ & \left. \text{sen} \left( \frac{4\pi n t}{T} - (2k+1)\omega_o t - n\theta_o \right) \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Para que a soma entre (3.3) e (3.4) resulte, para a harmônica de ordem  $n = 2$ , que é a primeira harmônica com amplitude diferente de zero, em nulidade, deve-se obedecer (3.5):

$$\begin{aligned} \text{sen} \left( \frac{4\pi t}{T} + (2k+1)\omega_o t \right) + \text{sen} \left( \frac{4\pi t}{T} + (2k+1)\omega_o t - 2\theta_o \right) &= 0 \\ \text{sen} \left( \frac{4\pi t}{T} - (2k+1)\omega_o t \right) + \text{sen} \left( \frac{4\pi t}{T} - (2k+1)\omega_o t - 2\theta_o \right) &= 0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Para que (3.5) seja válida, tem-se as seguintes condições dadas por (3.6).

$$\begin{cases} \cos(2\theta) &= -1 \\ \text{sen}(2\theta) &= 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

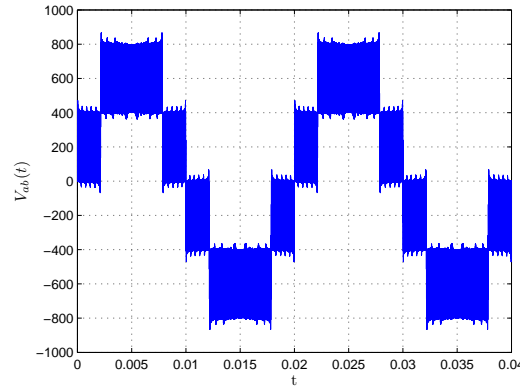
Com (3.6) percebe-se que, para qualquer valor de  $k$ , a relação é satisfeita para um ângulo de defasagem  $\theta_o$  mostrado em (3.7).

$$\begin{aligned} 2\theta_o &= \pi \\ \theta_o &= \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Sendo  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  as tensões de saída dos inversores  $a$  e  $b$ , respectivamente, tem-se que a tensão de saída  $v_{ab}(t)$ , resultante da combinação de ambos é explicitada por (3.8).

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) &= 4\alpha E \sin(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} (-1)^n \sin(2\pi n \alpha \sin(\omega_o t)) \\
 &\quad \left( \cos\left(\frac{4\pi t}{T}\right) + \cos\left(\frac{4\pi t}{T} - n\pi\right) \right) \\
 v_{ab}(t) &= 4\alpha E \sin(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} (1 + (-1)^n) \sin(2\pi n \alpha \sin(\omega_o t)) \\
 &\quad \cos\left(\frac{4\pi t}{T}\right)
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Aplicando as condições do exemplo numérico dado no capítulo anterior à (3.8), obtém-se que a tensão de saída do inversor resultante da associação ilustrada na Figura 3.1 é dada pela forma de onda da Figura 3.2.



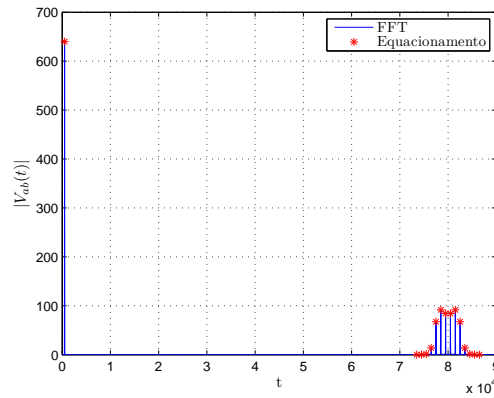
**Figura 3.2:** Forma de onda da tensão de saída do inversor de cinco níveis a partir de equacionamento.

Realizando-se as operações matemáticas necessárias, obtém-se como expressão da tensão de saída, em regime permanente, do inversor cinco níveis proposto de acordo com (3.9).

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) &= 4\alpha E \sin(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} (1 + (-1)^n) 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2\pi n \alpha} \\
 &\quad \sin((2k+1)\omega_o t) \cos\left(\frac{4\pi n t}{T}\right) \\
 v_{ab}(t) &= 4\alpha E \sin(\omega_o t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2E}{n\pi} (1 + (-1)^n) \sum_{k=0}^{\infty} J_{2\pi n \alpha} \\
 &\quad \left( \sin\left(\frac{4\pi n t}{T} + (2k+1)\omega_o t\right) - \sin\left(\frac{4\pi n t}{T} - (2k+1)\omega_o t\right) \right)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

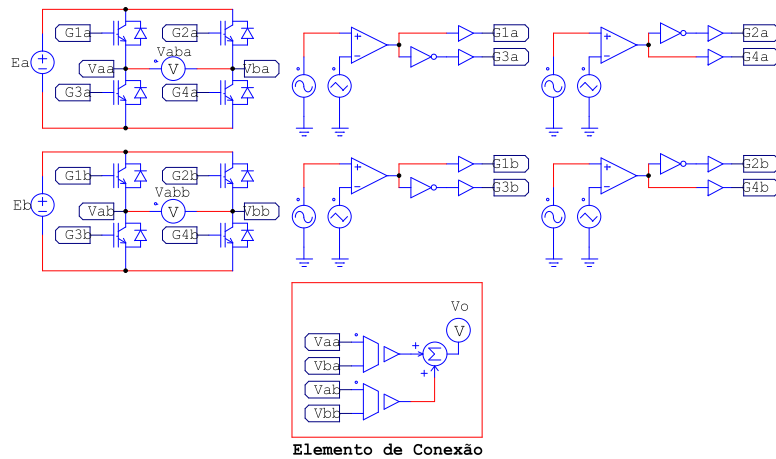
Para os resultados obtidos a partir de (3.9) mostra-se que as harmônicas estão presentes somente sobre o quádruplo da frequência da onda portadora. A Figura 3.3 ilustra o espectro harmônico obtido a partir da forma de onda apresentada pela saída do inversor multinível.





**Figura 3.3:** Resultados comparativos entre o espectro harmônico da tensão de saída do inversor de cinco níveis via simulação e resultado teórico.

Os resultados apresentados na Figura 3.3 foram obtidos via simulação numérica e equacionamento matemático apresentado por (3.9). O circuito de simulação utilizado é mostrado na Figura 3.4.



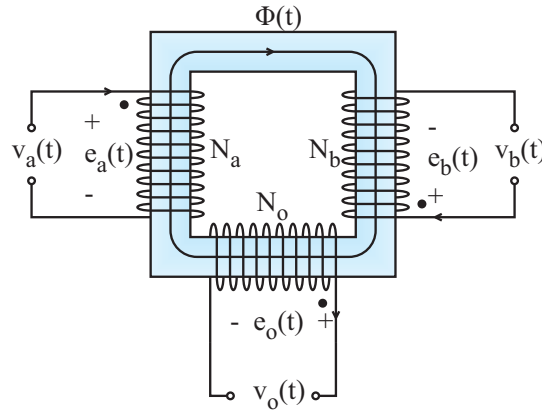
**Figura 3.4:** Circuito de simulação utilizado para simulação do inversor 5-níveis com elemento de conexão virtual

O circuito de simulação utilizou um bloco somador emulando o elemento de conexão virtual apresentado na Figura 3.1. Os parâmetros foram ajustados de forma similar aos exemplos apresentados até o presente momento.

## 3.2 Análise do Elemento de Conexão

Mostrou-se na seção anterior que, matematicamente, o somatório da tensão de saída de dois inversores de tensão monofásicos com modulação *PWM* senoidal, adequadamente sin-

cronizados, apresenta como resultado uma diminuição considerável das harmônicas em alta frequência e com isso, diminuição do esforço de filtragem. Uma proposta para implementação prática da função matemática de somatório das tensões de saída de tais inversores é apresentada em [15]. No entanto, uma alternativa, a qual faz uso do elemento de conexão que consiste em um transformador monofásico de três enrolamentos ilustrado na Figura 3.5, pode ser usada. A descrição do funcionamento desse componente magnético é realizada em [16] e [17].



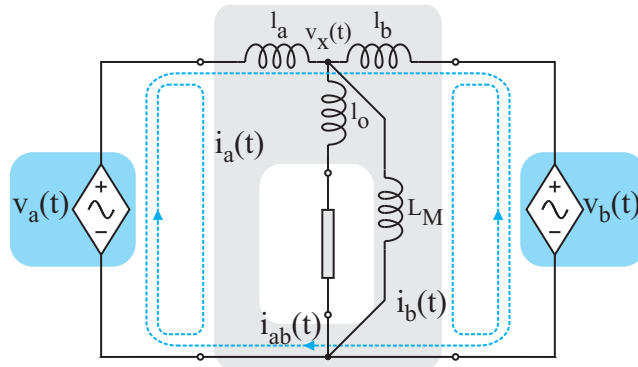
**Figura 3.5:** Representação do circuito magnético do inversor multinível.

Pela estrutura do inversor apresentado, as fontes  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , que representam as tensões de saída de cada inversor três níveis individualmente, geram um fluxo magnético no núcleo do transformador dado por  $\Phi(t)$ . Esse fluxo gera nos terminais da bobina de saída uma força eletromotriz dada por  $e_o(t)$ , tensão esta que é colocada sobre os terminais da carga de forma a ser suprida uma corrente  $i_o(t)$ . Essa tensão induzida também é função das relações entre o número de espiras de cada bobina, ou seja,  $N_a$ ,  $N_b$  e  $N_o$ .

Em relação aos pontos de conexão dos conversores, no entanto, uma restrição deve ser considerada. Devido a presença do fluxo comum entre as bobinas a relação 3.10 deve ser respeitada para satisfazer a *Lei de Faraday*:

$$\frac{e_a(t)}{N_a} = \frac{e_b(t)}{N_b} = \frac{e_o(t)}{N_o} \quad (3.10)$$

O modelo elétrico equivalente do transformador de três enrolamentos, apresentado em [16], considerando as conexões com os inversores é mostrado na Figura 3.6. As tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  representam as tensões dos terminais de saída dos inversores,  $v_o(t)$  e  $i_o(t)$  representam a tensão e corrente sobre a carga, as indutâncias  $l_a$ ,  $l_b$  e  $l_o$  e as resistências  $r_a$ ,  $r_b$  e  $r_o$  são as dispersões e resistências de cada bobina do transformador.  $L_M$  é a indutância magnetizante. A condutância que representa a perda no ferro será desprezada.



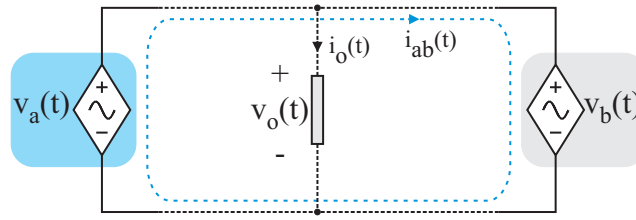
**Figura 3.6:** Circuito elétrico equivalente do transformador de três enrolamentos e conexão com inversores e carga.

É importante notar que, devido à direta conexão ao transformador, haverá corrente circulando entre cada inversor e a carga presente na saída da associação. É fato, no entanto, que haverá, concomitantemente, uma corrente circulante entre ambos os inversores. Pode-se observar claramente na Figura 3.6 que, devido a *Lei de Ohm*, essa corrente circulante é dada pela diferença entre as tensões dos inversores dividida pela impedância equivalente entre ambos, no caso, as indutâncias de dispersão e resistências dos enrolamentos do transformador. Fica claro, com isso, que caso o transformador seja considerado ideal, ou seja, não existam não-idealidades, a corrente circulante é indeterminada e o circuito é não-implementável, já que duas fontes de tensão, representadas pelos inversores três níveis, são coladas diretamente em paralelo.

### 3.3 Indutor de Acoplamento

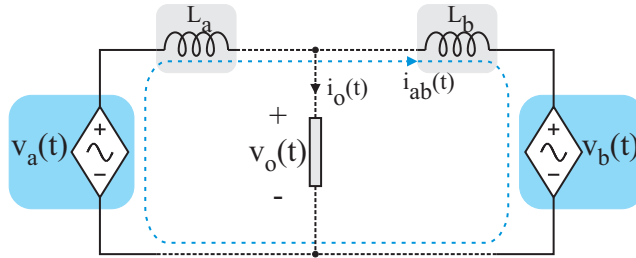
Com a presença do transformador realizando a conexão entre ambos os inversores, faz-se necessário a utilização de uma impedância que limite a corrente circulante entre os mesmos, já que as tensões de saída dos inversores não são instantaneamente idênticas. Devido ao paralelismo, uma corrente circulante faz-se presente. Uma representação do circuito elétrico equivalente considerando um transformador ideal é ilustrada na Figura 3.7.

Nessa figura fica claro a circulação de corrente  $i_o(t)$  das fontes de tensão controladas  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , que emulam os inversores, e a carga, cujos terminais estão submetidos à tensão  $v_o(t)$  e a corrente  $i_{ab}(t)$ , a qual circula entre os inversores. Esta por sua vez, dependendo dos parâmetros do circuito real pode atingir níveis superiores à própria corrente de carga, e portanto, deve ser limitada.



**Figura 3.7:** Circuito elétrico equivalente do conversor de cinco níveis considerando transformador ideal.

Uma alternativa para diminuição dessa corrente é a inserção de indutâncias de acoplamento entre cada enrolamento onde os inversores estão conectados, tal qual ilustrado na Figura 3.8.



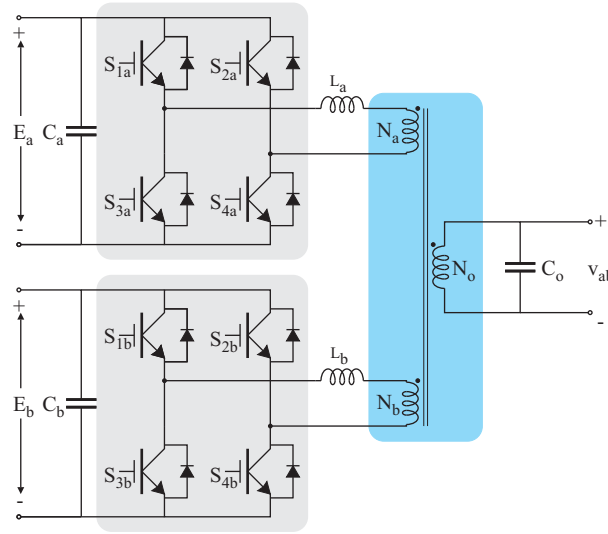
**Figura 3.8:** Circuito elétrico equivalente simplificado do conversor de cinco níveis considerando indutâncias de acoplamento.

As indutâncias  $L_a$  e  $L_b$  são as responsáveis pela limitação da corrente  $i_{ab}(t)$ . Foram assim colocadas para que cada enrolamento conectado ao seu respectivo inversor contenha sua própria indutância para que, além da limitação da corrente circulante entre os inversores, ainda atuem como filtro da corrente de carga. Tal função será ilustrada mais a frente. Com isso, o circuito de potência do inversor de cinco níveis é ilustrado na Figura 3.9.

As formas de ondas de tensão e corrente em cada segmento do circuito da Figura 3.9 são mostradas na Figura 3.10.

As formas de onda apresentadas nas Figuras 3.10(a) e 3.10(b) mostram as variáveis elétricas do circuito do inversor cinco níveis com a variação do índice de modulação do sinal modulador que, para ordem da frequência da portadora, é aproximadamente constante para a janela de análise atual.

Para dimensionamento da indutância de acoplamento faz-se necessário observar a forma de onda da tensão sobre a mesma considerando os dois níveis do índice de modulação. Essas formas de onda em questão são  $v_{ab}(t)$  e  $i_{ab}(t)$  da Figura 3.10.



**Figura 3.9:** Circuito de potência do conversor de cinco níveis.

Sendo a diferença de potencial sobre o indutor dada pela diferença de tensão entre os barramentos de cada inversor, e considerando os mesmos idênticos, para ambos os casos considerados na Figura 3.10 tem-se (3.11).

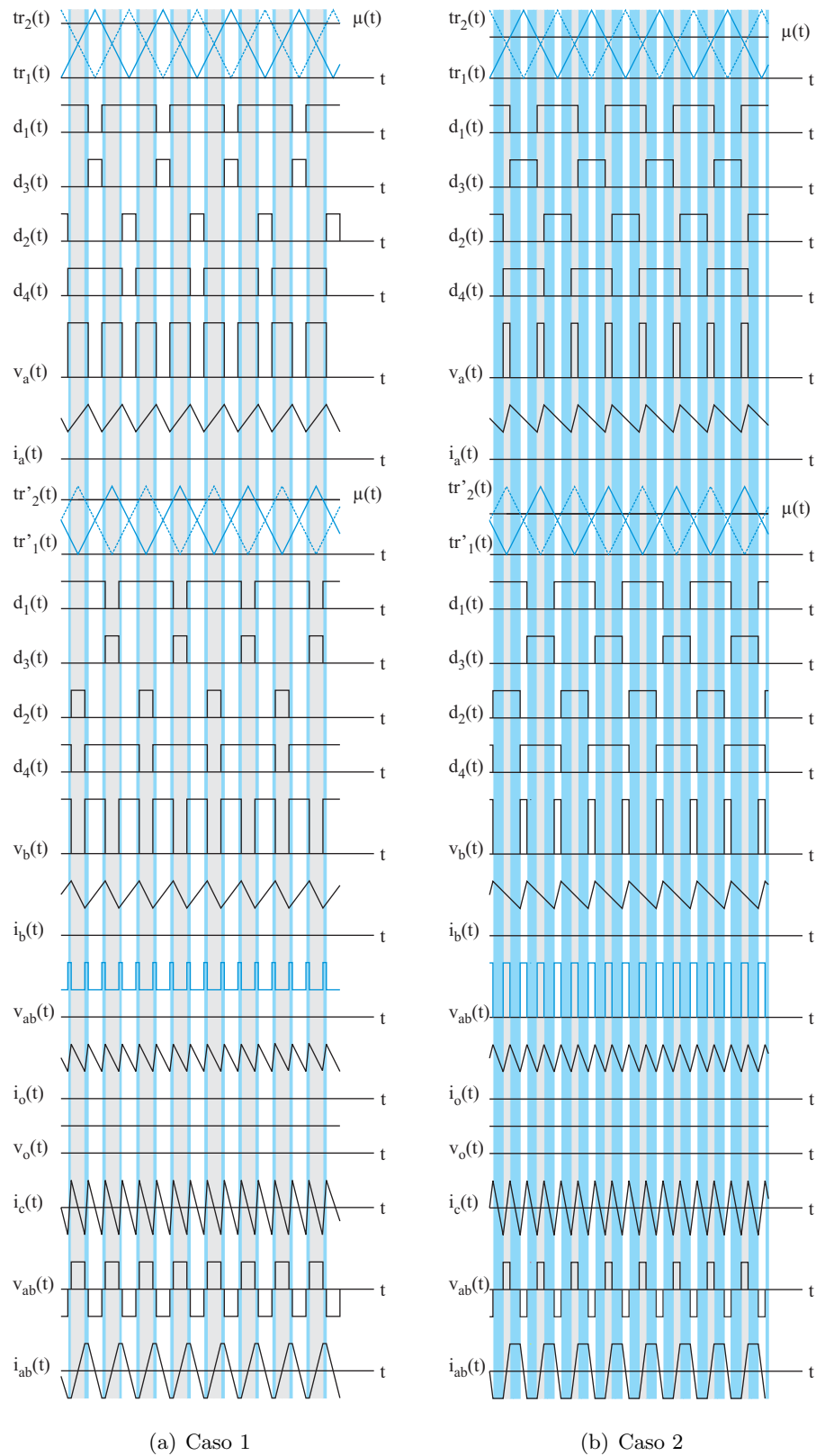
$$v_L(t) = L \frac{di_{ab}(t)}{dt} \quad (3.11)$$

Considerando o pior caso, onde a corrente  $i_{ab}(t)$  atinge seu máximo dado por  $I_{abM}$ , ou seja, quando o patamar nulo na tensão  $v_{ab}(t)$  não ocorre. Com isso, considerando o crescimento linear da corrente de circuitação, tem-se (3.12).

$$\begin{aligned} E &= L \frac{\Delta I_{ab}}{\Delta t} \\ E &= L \frac{I_{abM}}{0.5 \frac{T}{2}} \\ L &= \frac{E}{4f_s I_{abM}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

A indutância  $L$  calculada em (3.12) considera a conexão série das indutâncias  $L_a$  e  $L_b$  além das indutâncias de dispersão  $l_a$  e  $l_b$  do próprio transformador de conexão. Dessa forma, calcula-se os indutores  $L_a$  e  $L_b$ , nomeados por  $L_c$ , como de acordo com (3.13).

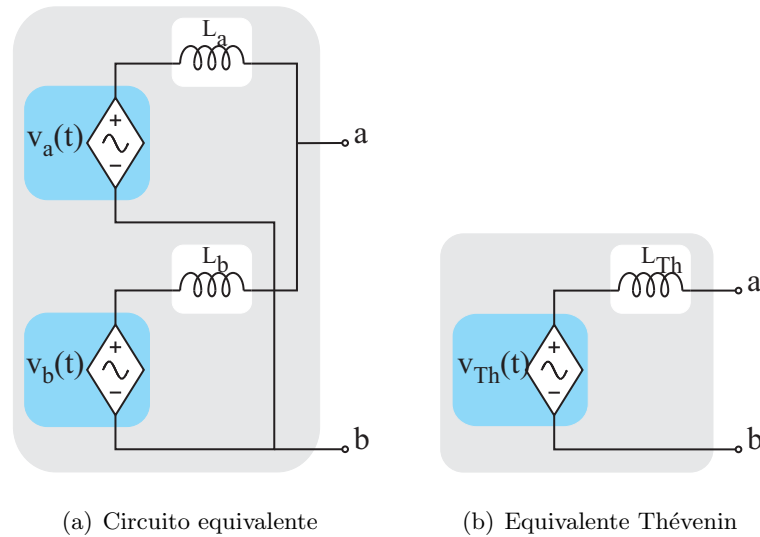
$$\begin{aligned} L_a + L_b + l_a + l_b &= L \\ 2L_c + 2l_s &= \frac{E}{4f_s I_{abM}} \\ L_c &= \frac{E}{8f_s I_{abM}} - l_s \end{aligned} \quad (3.13)$$



**Figura 3.10:** Formas de onda de tensão e corrente no circuito do inversor cinco níveis.

### 3.4 Circuito Equivalente do Inversor

A obtenção de um circuito equivalente faz-se necessária para simplificação do sistema completo. Essa análise é realizada para posterior dimensionamento do capacitor de filtragem presente na saída do inversor multinível, por exemplo. Além disso, é possível estudar a questão da ondulação da corrente de saída, já que os indutores de acoplamento de cada inversor exercem dupla função, limitação da corrente entre cada um dos conversores e filtragem da corrente de saída. Esse circuito equivalente é referente ao *Circuito Equivalente Thévenin*, descrito em [18]. A simplificação da estrutura do inversor multinível é tal qual ilustrado na Figura 3.11.



**Figura 3.11:** Representação dos circuitos equivalentes do 5-níveis

Para determinação do circuito equivalente *Thévenin* da Figura 3.11 realiza-se o seguinte algoritmo de determinação desse circuito:

- ▷ Para determinação de  $V_{Th}$ , encontra-se a tensão entre os pontos  $a$  e  $b$  quando estes permanecem em circuito aberto;
- ▷ Para determinação de  $L_{Th}$ , curto-circuita-se o terminais de saída  $a$  e  $b$  e calcula-se  $I_{cc}$ .  
Com esse resultado, encontra-se a indutância equivalente por  $sL_{Th} = \frac{V_{Th}}{I_{cc}}$ .

Para determinação da tensão de *Thévenin* condiciona-se os terminais  $a$  e  $b$  da Figura 3.11 em estado de circuito aberto, escreve-se as equações das malhas formadas por  $V_a$ ,  $L_a$ ,  $V_{th}$  e

por  $V_b$ ,  $L_b$ ,  $V_{th}$ . Esse procedimento resulta em (3.14) e (3.15).

$$-V_a(s) + sL_a I_{ab}(s) + V_{Th}(s) = 0 \quad (3.14)$$

$$V_b(s) + sL_b I_{ab}(s) - V_{Th}(s) = 0 \quad (3.15)$$

Combinando-se (3.14) e (3.15) obtém-se (3.16).

$$v_{th}(t) = \frac{v_a(t) + v_b(t)}{2} - \frac{(L_a - L_b)}{2} \frac{di_{ab}(t)}{dt} \quad (3.16)$$

É fácil observar em (3.16) que, caso as indutâncias  $L_a$  e  $L_b$  sejam idênticas, a tensão equivalente de saída é a média aritmética das tensões individuais de cada inversor. Isso valida as hipóteses apresentadas na análise matemática realizada previamente, na qual foi mostrado que a tensão de saída do inversor era formada pela soma da tensão de cada inversor individualmente. A única diferença aparece pelo ganho de  $\frac{1}{2}$  em (3.16).

Para determinação da corrente de curto-circuito  $i_{cc}(t)$  utiliza-se as expressões (3.17), (3.18) e (3.19).

$$-V_a(s) + sL_a I_{cc_a}(s) = 0 \quad (3.17)$$

$$-V_b(s) + sL_b I_{cc_b}(s) = 0 \quad (3.18)$$

$$I_{cc_a}(s) + I_{cc_b}(s) = I_{cc} \quad (3.19)$$

Com (3.17), (3.18) e (3.19) obtém-se (3.20).

$$\frac{di_{cc}(t)}{dt} = \frac{L_b v_a(t) + L_a v_b(t)}{L_a L_b} \quad (3.20)$$

Logo, a relacionando-se a tensão *Thèvenin* (3.16) com a corrente de curto-circuito, obtém-se (3.21).

$$\frac{V_{Th}(s)}{I_{cc}(s)} = \frac{(V_a(s) + V_b(s) - (L_a - L_b)sI_{ab}(s)) L_a L_b}{2(L_b V_a(s) + L_a V_b(s))} \quad (3.21)$$

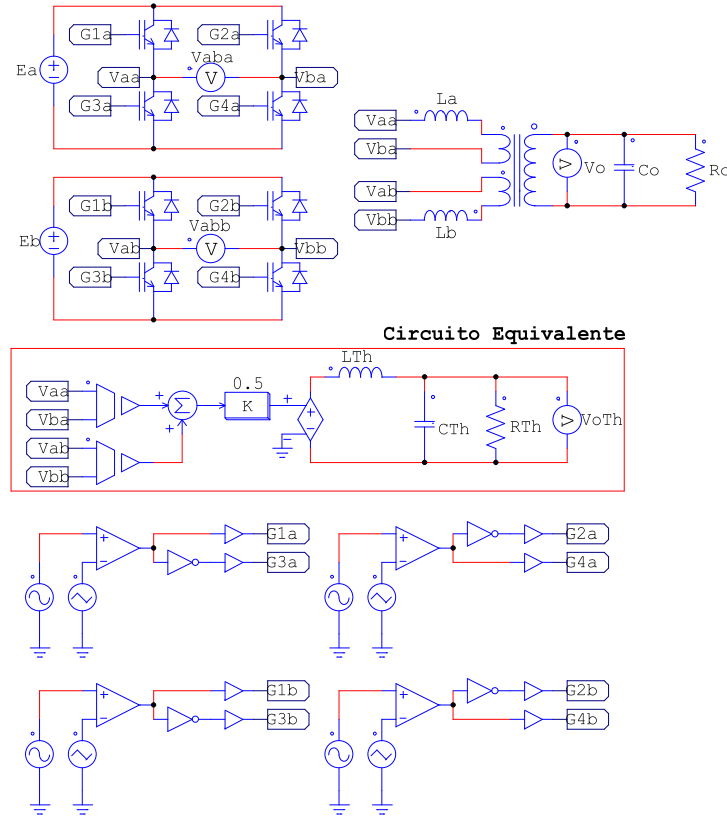
Comparando-se (3.16) e (3.21) é possível inferir que a indutância equivalente, vista pelos terminais da carga é dada pela conexão em paralelo entre as bobinas  $L_a$  e  $L_b$  de acordo com (3.22).

$$L_{Th} = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (3.22)$$

Novamente, se essas indutâncias foram adotadas iguais, a indutância equivalente, dada pela conexão em paralelo de  $L_a$  e  $L_b$  torna-se valor de um desses parâmetros ajustado por



um fator  $\frac{1}{2}$ . Deve-se lembrar que os valores das variáveis elétricas, tensões, correntes e impedâncias, devem estar devidamente referenciadas devido ao acoplamento com o transformador. Para verificação das hipóteses apresentadas pode-se utilizar o circuito da Figura 3.12.

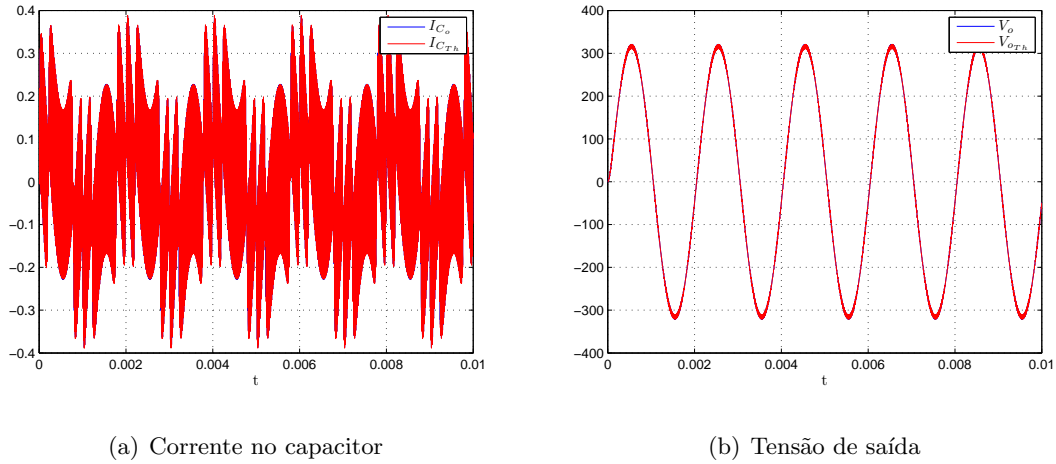


**Figura 3.12:** Circuito de simulação para comprovação do circuito equivalente do inversor multinível.

Os resultados mostrando as variáveis de saída, corrente nos capacitores  $C_o$  e  $C_{Th}$  e as tensões  $V_o$  e  $V_{oTh}$  são comparados na Figura 3.13. Percebe-se a validade dos resultados apresentados pelo equacionamento através da semelhança entre as formas de onda obtidas pela simulação, já que as figuras apresentam-se sobrepostas.

### 3.5 Filtragem da Tensão de Saída

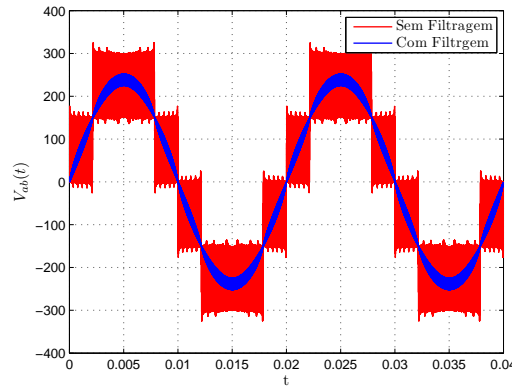
Como consequência imediata da inserção das indutâncias de acoplamento tem-se a pré-filtragem da tensão de saída sobre os enrolamentos de saída do transformador de três enrolamentos. Essa característica é devido à filtragem da corrente de saída de cada inversor individualmente. Esses indutores foram colocados, como mostrados no item anterior, para limitar a corrente circulante entre os inversores proporcionada pela conexão do transformador. As indutâncias foram divididas para terem a função compartilhada, uma delas de filtro da



**Figura 3.13:** Formas de onda da corrente no capacitor e tensão de saída.

corrente de saída do inversor, dessa forma, a tensão de saída do inversor será inevitavelmente filtrada, o que não permite a visualização direta dos níveis presentes.

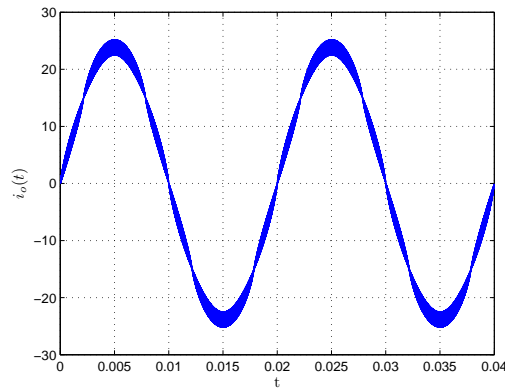
Para ilustrar o fenômeno, toma-se como exemplo dois inversores com índices de modulação de 0,4, indutâncias de acoplamento  $L$  de  $250\mu\text{H}$ , e carga resistiva de  $10\Omega$ , o transformador é considerado ideal. A Figura 3.14 ilustra a tensão de saída para o caso onde os indutores foram inseridos e a forma de onda teórica da tensão de saída do inversor cinco níveis.



**Figura 3.14:** Forma de onda da tensão de saída do inversor de cinco níveis mostrando a filtragem resultante da inserção dos indutores de acoplamento.

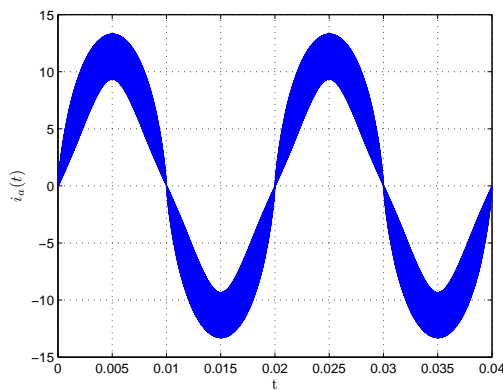
A corrente de saída que circula pela carga  $R_o$  é mostrada na Figura 3.15a qual mostra visivelmente baixa distorção harmônica, reflexo do que é apresentado na tensão de saída.

As correntes de saída em cada inversor três níveis apresentam maior ondulação que a corrente de saída, já que esta última é uma composição das correntes  $i_a(t)$  e  $i_b(t)$ . Tal carac-

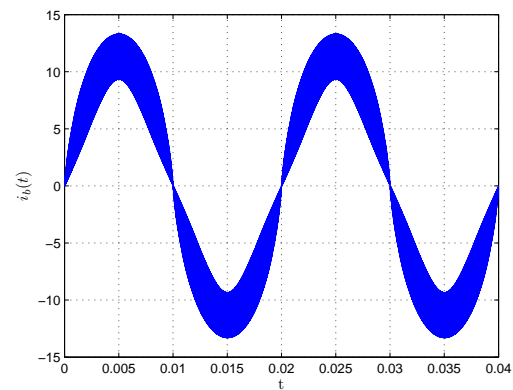


**Figura 3.15:** Corrente de saída do inversor de cinco níveis.

terística é devido a ocorrência de um cancelamento nas componentes de alta frequência. As formas de onda de corrente dos inversores *a* e *b* são dadas respectivamente nas Figuras 3.16(a) e 3.16(b).



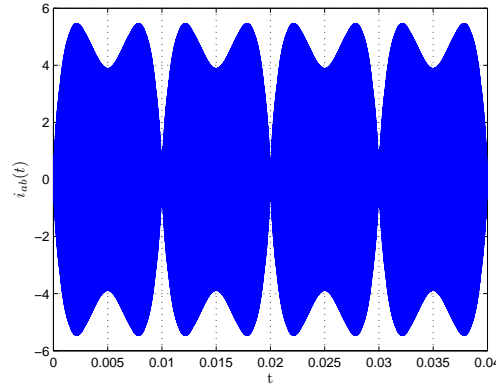
(a) Corrente de saída do inversor a



(b) Corrente de saída do inversor b

**Figura 3.16:** Formas de onda das correntes de saída do inversor.

Além disso, adicionada a essas correntes existe a corrente  $i_{ab}(t)$  circulante entre os inversores. A forma de onda apresentada somente pela corrente circulante é dada na Figura 3.17. Não houve cálculo para dimensionamento de tal indutância inserida na saída de ambos os inversores, o que poderia ser realizado a partir de (3.13). É ilustrada nessa figura a corrente circulante existente, a qual pode apresentar valores de pico consideráveis, o que acarretaria em um esforço adicional no dimensionamento dos demais componentes do circuito.



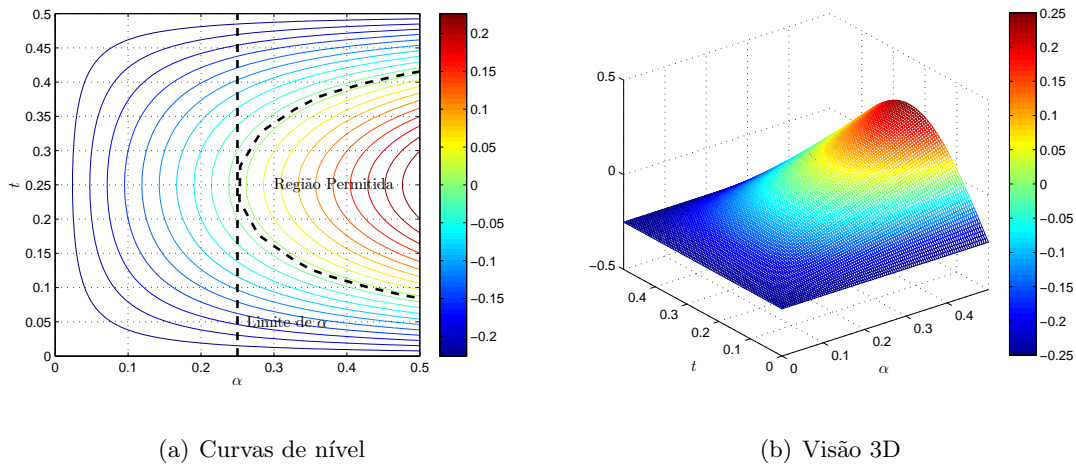
**Figura 3.17:** Forma de onda da corrente de circulação entre os inversores a e b.

### 3.6 Considerações sobre o Índice de Modulação

A obtenção dos níveis na tensão de saída do inversor é realizada a partir da combinação das tensões de saída dos inversor três níveis. Para que ocorram os níveis, observando a Figura 3.10, a inequação (3.23) deve ser satisfeita:

$$\begin{aligned} \frac{d_1(t)T_s}{2} - \left( \frac{T_s}{4} + \frac{d'_2(t)T_s}{2} \right) &\geq 0 \\ \alpha \sin(\omega_o t) + 0.5 - \left( \frac{1}{2} - \alpha \sin(\omega_o t) + 0.5 \right) &\geq 0 \\ \alpha \sin(\omega_o t) &\geq \frac{1}{4} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Os gráficos da Figura 3.18 ilustram os valores obtidos da inequação (3.23) para variação no tempo e do índice de modulação.



**Figura 3.18:** Gráficos em curvas de nível e visão 3D para variação do índice de modulação.

Para resolução de (3.23), toma-se o valor máximo da função senoidal. Dessa forma, o índice de modulação mínimo ( $\alpha_{\text{Mínimo}}$ ) tem valor:

$$\alpha_{\text{Mínimo}} = \frac{1}{4}$$

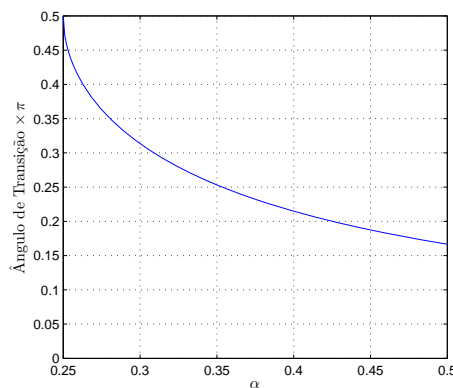
Com o mínimo valor de  $\alpha$  de 0.25, tem-se que para qualquer tipo de combinação de parâmetros que constitui um inversor com a estrutura proposta, o índice de modulação mínimo, para que a saída contemple os cinco níveis, é de 0.25. Esse resultado é facilmente observado na Figura 3.18(a), a qual mostra a região permitida para o índice de modulação.

Observando a Figura 3.10, ainda pode-se concluir que a mudança de nível ocorre segundo a lei descrita em (3.23). Com isso, o ângulo de transição, onde também ocorre a máxima corrente de circulação, é dado por (3.24).

$$\theta_T = \arcsen\left(\frac{1}{4\alpha}\right) \quad (3.24)$$

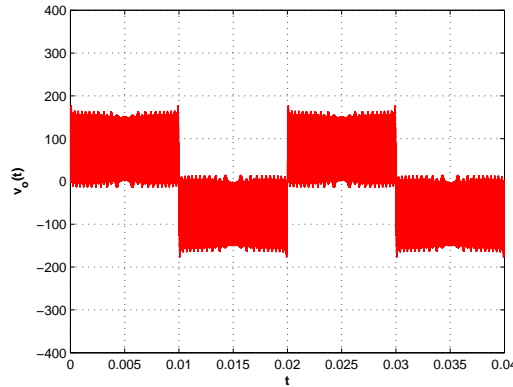
Logo, para o índice de modulação máximo, ou seja,  $\alpha = 0.5$ , a transição de nível ocorre para o ângulo  $\theta = 30^\circ$ . Do mesmo modo, para o índice de modulação mínimo, cujo valor é 0.25, tem-se, segundo 3.23, um ângulo de transição de  $90^\circ$ .

Assim, para geração dos níveis nos terminais de saída do conversor adota-se índices de modulação pertencentes ao intervalo (0.25,0.50) , compreendendo ângulos de transição de nível de ( $90^\circ, 30^\circ$ ). A Figura 3.19 ilustra os ângulos de transição para diferentes valores dos índices de modulação.



**Figura 3.19:** Valores de ângulos de transição para diferentes índices de modulação.

Para níveis de índice de modulação menores que o limite de  $\frac{1}{4}$ , caso observado na partida suave do conversor ou em acionamento de máquinas elétricas rotativas, a estrutura opera com forma de onda da tensão de saída com três níveis. Essa característica é ilustrada na Figura 3.20.



**Figura 3.20:** Tensão de saída apresentada pelo inversor multinível com acoplamento magnético com índice de modulação menor que 0.25.

### 3.7 Ondulação de Corrente

Existem dois casos em que a ondulação de corrente deve ser analisada. Primeiramente, deve-se dispor de equações que descrevam a ondulação de corrente em cada indutor de acoplamento. Isso é necessário para projeto físico desses componentes magnéticos. O outro caso é referente à ondulação de corrente na saída do inversor. Isso se faz necessário para correto dimensionamento do capacitor do filtro de saída, já que essa ondulação de corrente, em sua maioria, é drenada por esse componente.

#### 3.7.1 Ondulação de Corrente de Saída

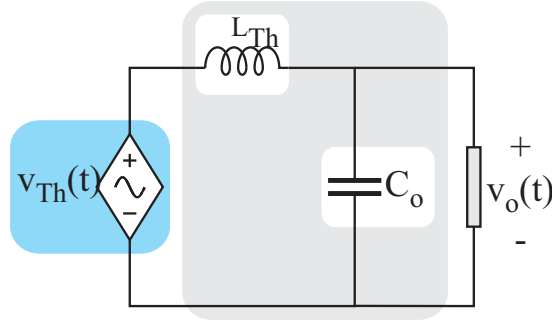
Para obtenção das expressões que regem o comportamento da ondulação da corrente de saída é necessário a utilização do *Circuito Equivalente Thevenin*, apresentado anteriormente e dado por (3.16) e (3.22).

Existem dois casos para análise. O primeiro compreende o intervalo onde os níveis de  $V_{Th}$  são  $\frac{E}{2}$  e 0, ou seja, quando não houve a transição de nível. O outro, por consequência, compreende o intervalo de variação de tensão entre  $\frac{E}{2}$  e  $E$ . Para essa análise é necessário a utilização do circuito equivalente obtido do inversor. Esse circuito é ilustrado na Figura 3.21.

Verificando a Figura 3.21, (3.16) e (3.22) tem-se que as correntes são descritas segundo as equações (3.25) e (3.26).

$$L_{Th} \frac{di_r}{dt} = \frac{E}{2} - V_o \sin(\omega_o t) \quad (3.25)$$

$$L_{Th} \frac{di_f}{dt} = -V_o \sin(\omega_o t) \quad (3.26)$$



**Figura 3.21:** Circuito equivalente do inversor multinível com filtro de saída.

Considerando a variação linear da corrente no indutor tem-se (3.27) e (3.28).

$$L_{Th} \frac{\Delta I_r}{\Delta t_r} = \frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.27)$$

$$L_{Th} \frac{\Delta I_f}{\Delta t_f} = -V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.28)$$

Reescrevendo (3.27) e (3.28) em função da ondulação de corrente, obtém-se (3.29) e (3.30).

$$L_{Th} \frac{\Delta I}{\Delta t_r} = \frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.29)$$

$$-L_{Th} \frac{\Delta I}{\Delta t_f} = -V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.30)$$

Sendo que as equações (3.29) e (3.30) ainda podem ser manipuladas de acordo com (3.31) e (3.32).

$$\Delta t_r = \frac{L_{Th} \Delta I}{\frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t)} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_f = \frac{L_{Th} \Delta I}{V_o \text{sen}(\omega_o t)} \quad (3.32)$$

Os intervalos de tempo, de acordo com as formas de onda do inversor são relacionados segundo (3.33).

$$\Delta t_r + \Delta t_f = \frac{T_s}{4} \quad (3.33)$$

Logo, combinando-se (3.31), (3.32) e (3.33), o resultado é apresentado em (3.34).

$$\frac{2f_{sw} L_{Th} \Delta I}{E} = A \text{sen}(\omega_o t) \left( \frac{1}{2} - A \text{sen}(\omega_o t) \right) \quad (3.34)$$

Onde o valor de  $A$  é dado pela relação entrada saída descrita por  $\frac{V_o}{E}$ , ou ainda  $2\alpha$ . Vale lembrar que a fundamental da tensão de saída tem amplitude  $V_o$  dada por  $2\alpha E$ , como verificado anteriormente.

Para o segundo caso, onde o ângulo de transição  $\theta_T$  é tal que já tenha ocorrido a transição de nível, tem-se (3.35) e (3.36).

$$L_{Th} \frac{di_r}{dt} = E - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.35)$$

$$L_{Th} \frac{di_r}{dt} = \frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.36)$$

Considerando a variação linear da corrente no indutor tem-se (3.37) e (3.38).

$$L_{Th} \frac{\Delta I_r}{\Delta t_r} = E - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.37)$$

$$L_{Th} \frac{\Delta I_r}{\Delta t_r} = \frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.38)$$

Reescrevendo (3.37) e (3.38) em função da ondulação de corrente, obtém-se (3.39) e (3.40).

$$L_{Th} \frac{\Delta I}{\Delta t_r} = E - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.39)$$

$$-L_{Th} \frac{\Delta I}{\Delta t_r} = \frac{E}{2} - V_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.40)$$

Sendo que as equações (3.39) e (3.40) ainda podem ser manipuladas de tal forma a obter-se (3.41) e (3.42).

$$\Delta t_r = \frac{L_{Th} \Delta I}{\frac{E}{2} E - V_o \text{sen}(\omega_o t)} \quad (3.41)$$

$$\Delta t_r = \frac{L_{Th} \Delta I}{-\frac{E}{2} + V_o \text{sen}(\omega_o t)} \quad (3.42)$$

Os intervalos de tempo, de acordo com as formas de onda do inversor são relacionados, também como para o primeiro caso, por (3.33). Logo, tem-se (3.43).

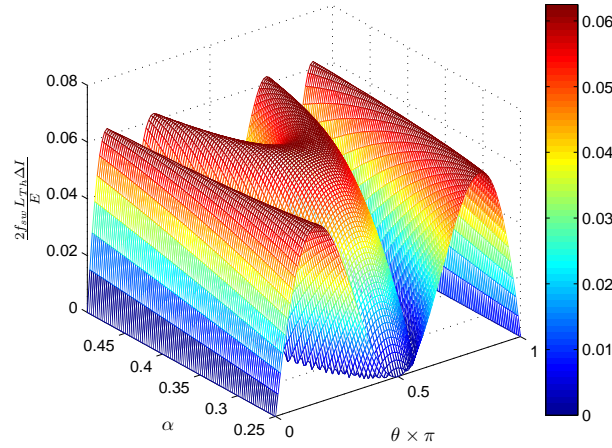
$$\frac{2f_{sw} L_{Th} \Delta I}{E} = \left( -\frac{1}{2} + A \text{sen}(\omega_o t) \right) (1 - A \text{sen}(\omega_o t)) \quad (3.43)$$

Com isso, para os casos dados em (3.34) e (3.43), a ondulação de corrente normalizada tem comportamento ilustrado na Figura 3.22.

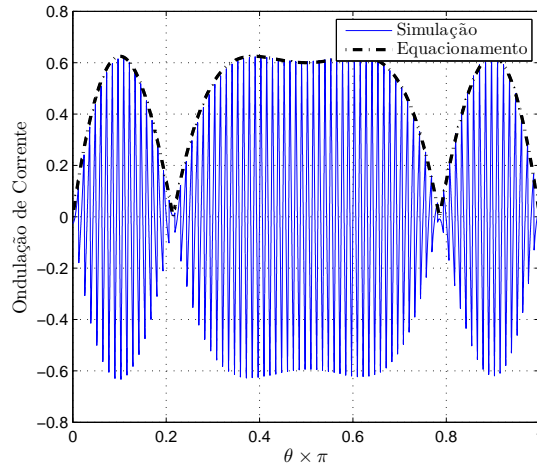
É observado na Figura 3.22 que os pontos de máximo ocorrem sempre nos lóbulos anteriores à mudança de nível. Esse ponto tem valor normalizado constante de 0.625 e o ponto onde o mesmo ocorre varia de acordo com o índice de modulação. Além disso, nos instantes onde há as transições, a ondulação apresentada no indutor equivalente é nula.

A Figura 3.23 ilustra a comparação entre os resultados de simulação, cujos parâmetros foram descritos em simulações anteriores, e as equações obtidas para descrição da ondulação da corrente de carga.





**Figura 3.22:** Ondulação de corrente no indutor do Circuito Equivalente Thevenin.



**Figura 3.23:** Resultados comparativos para ondulação de corrente no indutor do Circuito Equivalente Thevenin.

É importante salientar também que a saída foi considerada regulada de tal forma que pode-se substituir o capacitor de saída e o resistor de carga por uma fonte de tensão senoidal.

### 3.7.2 Ondulação de Corrente nos Indutores de Acoplamento

Para obtenção da expressão que descreve o comportamento da ondulação de corrente nos indutores de acoplamento é necessário verificar que duas componentes de corrente aparecem nesse elemento magnético. A primeira é a corrente de carga e a segunda é a corrente circulante entre inversores.

Para determinação da componente de circulação é necessário apenas considerar, pelo

*Princípio da Superposição*, a presença dos dois inversores sem a necessidade da inserção da corrente de carga. Para esse caso, também é necessário considerar os pontos onde há a transição de nível. As correntes, para cada estágio do inversor podem ser escritas segundo (3.44) e (3.45).

$$2L_c \frac{di_{ab}(t)}{dt} = E \quad (3.44)$$

$$2L_c \frac{di_{ab}(t)}{dt} = E \quad (3.45)$$

Os intervalos de tempo variam de acordo com a razão cíclica aplicada nos interruptores. Como estas seguem uma lei dada por uma função senoidal, pode-se reescrever (3.44) e (3.45) como (3.46) e (3.47), respectivamente.

$$2L_c \frac{\Delta I_{ab}(t)}{E} = \frac{1}{f_{sw}} d_2(t) \quad (3.46)$$

$$2L_c \frac{\Delta I_{ab}(t)}{E} = \frac{1}{f_{sw}} \left( d_1(t) - \frac{1}{4} \right) \quad (3.47)$$

Dessa forma, para os estágios determinados pelos níveis da tensão de saída do inversor, a ondulação da corrente circulante sobre os indutores de acoplamento é dada segundo (3.48) e (3.49).

$$\frac{2f_{sw}L_c\Delta I_{ab}}{E} = \frac{A}{4} \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.48)$$

$$\frac{2f_{sw}L_c\Delta I_{ab}}{E} = -\frac{A}{4} \text{sen}(\omega_o t) + \frac{1}{4} \quad (3.49)$$

Verificando-se os máximos apresentados por (3.48) ou por (3.49) e considerando-se o ponto de máxima ondulação, o qual ocorre para um ângulo de transição dado por (3.24), tem-se como resultado (3.12), o que comprova o equacionamento realizado.

A outra componente de corrente que circula nos indutores de acoplamento é a corrente de carga. Para cada indutor, a metade da corrente de carga de (3.34) e (3.43) atravessa os terminais desse componente magnético, como é verificado no circuito elétrico da Figura 3.8. Com isso, combinando as equações que descrevem o comportamento da corrente de carga com a corrente de circulação obtém-se (3.50) e (3.51).

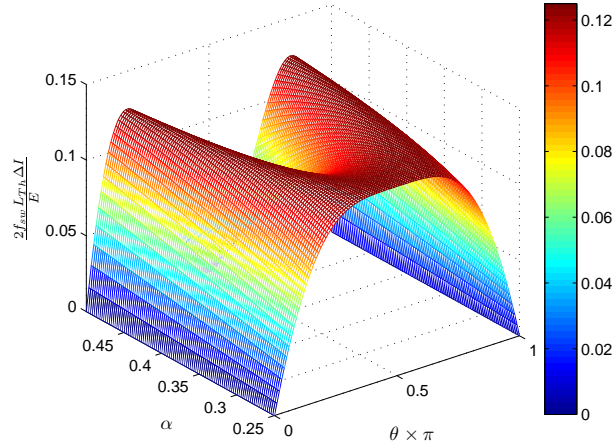
$$\frac{2f_{sw}L_c\Delta I_c}{E} = \frac{A}{4} \text{sen}(\omega_o t) + \frac{A \text{sen}(\omega_o t) \left( \frac{1}{2} - A \text{sen}(\omega_o t) \right)}{2} \quad (3.50)$$

$$\frac{2f_{sw}L_c\Delta I_c}{E} = \frac{1}{4} - \frac{A}{4} \text{sen}(\omega_o t) + \frac{\left( -\frac{1}{2} + A \text{sen}(\omega_o t) \right) (1 - A \text{sen}(\omega_o t))}{2} \quad (3.51)$$

Fazendo o algebrismo necessário sobre (3.50) e (3.51), chega-se em (3.52)

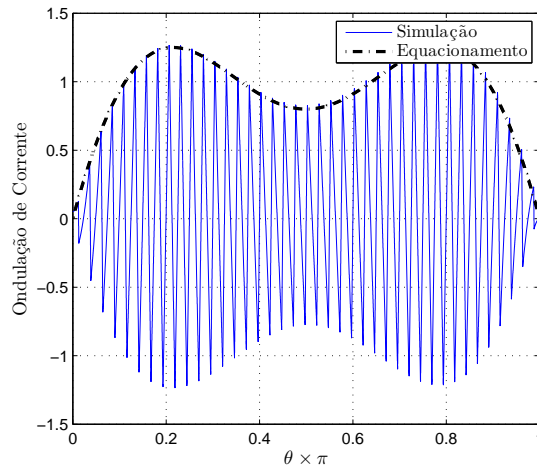
$$\frac{2f_{sw}L_c\Delta I_c}{E} = \frac{A}{2} \text{sen}(\omega_o t) (1 - A \text{sen}(\omega_o t)) \quad (3.52)$$

O comportamento da corrente total nos indutores de acoplamento é dada por (3.52). Para diversos índices de modulação, dentro dos limites para a existência da mudança de nível, a ondulação de corrente, em função do ângulo da referência da tensão de saída, tem formato ilustrado na Figura 3.24.



**Figura 3.24:** Ondulação de corrente nos indutores de acoplamento

Como comprovação do equacionamento, tem-se o resultado de simulação dado na Figura 3.25.



**Figura 3.25:** Resultados comparativos para ondulação de corrente nos indutores de acoplamento

### 3.8 Dimensionamento do Capacitor de Saída

O projeto do capacitor de saída, o qual tem a função de filtragem, será realizado de acordo com o requisito de ondulação de tensão. É importante citar que para esse dimensionamento

considerar-se-á que a componente de baixa frequência será transferida integralmente à carga e as componentes de alta frequência serão desviadas para o caminho de baixa impedância fornecido pelo capacitor.

A quantidade de carga elétrica apresenta pelo capacitor durante seu carregamento é descrita por (3.53).

$$q_{C_o} = C_o \Delta V_{C_o} \quad (3.53)$$

A lei que descreve a corrente que percorre um capacitor é dada por (3.54).

$$i_{C_o}(t) = \frac{dq_{C_o}}{dt} \quad (3.54)$$

Nota-se que, a área do gráfico tensão  $\times$  tempo também fornece a carga no processo de armazenamento do energia do capacitor. Logo, para a Figura 3.10, a carga armazenada é dada segundo (3.55).

$$q_{C_o} = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_{C_o}}{2} \frac{T_{sw}}{8} \quad (3.55)$$

Combinando-se (3.53) e (3.55) e substituindo-se a ondulação de corrente por (3.34) e (3.43) obtém-se (3.56) e (3.57).

$$\frac{64f_{sw}^2 L_{Th} C_o \Delta V_{C_o}}{E} = A \sin(\omega_o t) \left( \frac{1}{2} - A \sin(\omega_o t) \right) \quad (3.56)$$

$$\frac{64f_{sw}^2 L_{Th} C_o \Delta V_{C_o}}{E} = \left( -\frac{1}{2} + A \sin(\omega_o t) \right) (1 - A \sin(\omega_o t)) \quad (3.57)$$

O capacitor é então obtido pela através da máxima ondulação apresentada em ([?]) e (3.57). Para cálculos dos valores eficazes de corrente utiliza-se análise da *Série de Fourier* apresentada em (3.9) e Figura 3.13(a).

### 3.9 Conclusões

Sumarizando-se o que foi apresentado, tem-se em mãos uma estrutura de inversor multinível formada pela conexão, via transformador de múltiplos enrolamentos, de inversores três níveis, especificamente o inversor em ponte completa. Nessa estrutura, mostrou-se a necessidade de inserção de indutores de acoplamento para limitação de correntes circulantes indesejáveis como também para filtragem. O dimensionamento desse elemento foi equacionado e comprovado via simulação. O mesmo aconteceu para o capacitor de filtragem da tensão de saída.

Ainda verificou-se a influência do índice de modulação sobre o comportamento da estrutura. Determinou-se um índice de modulação mínimo para a produção dos cinco níveis na tensão de saída como também se identificou que o ângulo de transição define alguns parâmetros de projeto dos elementos do inversor.

Com isto, têm-se, segundo as equações apresentadas, as condições necessárias para projeto dos elementos de potência do inversor. No entanto, ainda é necessário fazer uma análise em relação ao fenômeno de desbalanço de potência processada entre os inversores formadores da estrutura e limitação das componentes contínuas de corrente possivelmente presentes nos primários do transformador.



---

---

## Capítulo 4

---

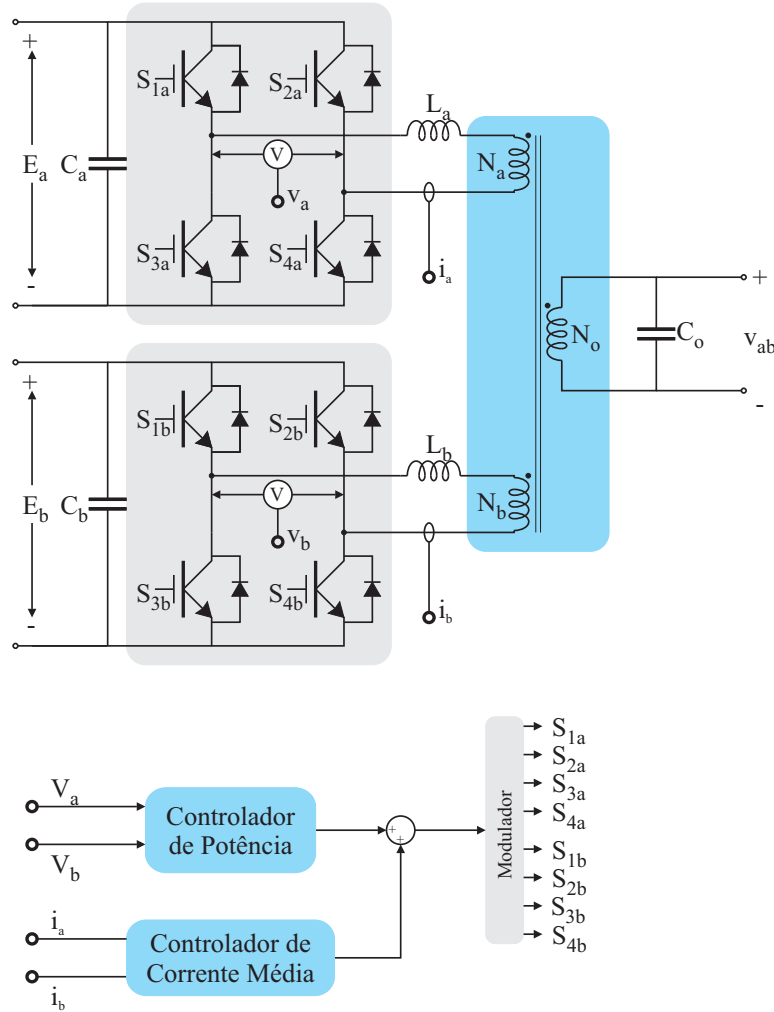
# Controle do Fluxo de Potência e Componente Média de Corrente

No capítulo anterior mostrou-se que a associação entre dois inversores os quais conectados a um transformador de três enrolamentos produziam tensões de saída com baixo conteúdo harmônico devido à geração de cinco níveis nessa variável. Também foi brevemente mencionado que devido à conexão paralela entre esses conversores, derivados do circuito equivalente do transformador de três enrolamentos, pode ocorrer transferência de potência entre os inversores da associação.

Outra característica importante e facilmente observada é sobre a presença do transformador no circuito. Nesse componente é proibitiva a presença de uma possível componente média de corrente nos enrolamentos onde os inversores são conectados. Por essa razão, deve-se evitá-la para prevenção de uma possível saturação desse elemento magnético.

Para controle das potências processadas entre os inversores e limitação da corrente média nos terminais do transformador, um sistema de controle de algumas variáveis é, nesse momento, proposto. Caso não ocorra tal compensação, o funcionamento da estrutura, para implementação prática, pode ser comprometido. Primeiramente, a estratégia de controle do fluxo de potência processada pelas componentes fundamentais dos inversores é apresentada fazendo-se uma análise tanto para a potência ativa quanto para a componente reativa. Sub-

seqüentemente, o controlador da componente contínua de corrente, presente na saída dos terminais de cada inversor três níveis, será apresentado.



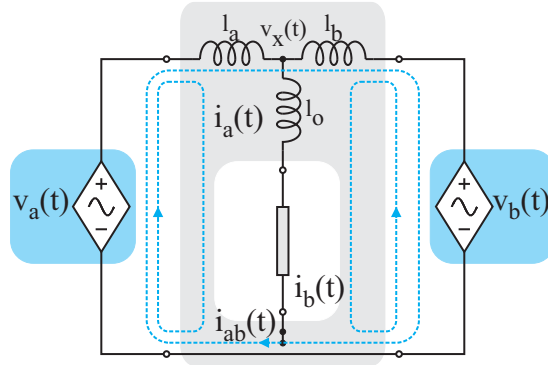
**Figura 4.1:** Diagrama simplificado da estratégia de controle adotada.

## 4.1 Controle do Fluxo de Potência

Além das correntes de alta frequência circulantes entre os inversores deve-se notar também que, na frequência da portadora onde há a maior quantidade de energia processada, o fluxo de potência transferido entre os inversores e a carga, conectada aos terminais de saída, há potência ativa e reativa sendo trocada entre os próprios conversores *CC-CA*. Um circuito elétrico equivalente simplificado pode ser ilustrado na Figura 4.2.

A corrente  $i_{ab}(t)$ , circulante entre os inversores, como visto anteriormente, aparece devido às diferenças instantâneas entre as tensões de saída de cada inversor. Essa corrente é limitada com a utilização de indutores de bloqueio colocados na saída de ambos os inversores, de modo





**Figura 4.2:** Circuito elétrico equivalente do inversor multinível.

a limitar o pico dessas componentes. No entanto, essa indutância é dimensionada visando a circulação de corrente em alta frequência. Como existe uma componente em baixa frequência, dada pela onda moduladora e, com amplitude controlada pela mesma, a potência ativa e reativa processada pelos inversores é dada, segundo [19], por (4.1) e (4.2).

$$P_{ab} = \frac{V_a V_b}{X_{ab}} \sin(\delta) \quad (4.1)$$

$$Q_{ab} = \frac{V_a^2 - V_a V_b \cos(\delta)}{X_{ab}} \quad (4.2)$$

$V_a$  e  $V_b$  são as componentes fundamentais das tensões de saída dos inversores conectados a cada enrolamento do transformador.  $X_{ab}$ , para este caso, é a impedância formada pela indutância presente entre os inversores  $a$  e  $b$  da Figura 4.2, ou seja, os indutores de acoplamento adicionados das dispersões do transformador. O ângulo  $\delta$  representa a defasagem entre as fundamentais de cada inversor individualmente.

De acordo com (4.1) e (4.2), tem-se três variáveis a serem controladas, duas tensões e um ângulo de defasagem, a fim de compensar o fluxo de potência ativa e reativa circulante entre os inversores. Desse modo, um sistema de controle de potência ativa e reativa será proposto.

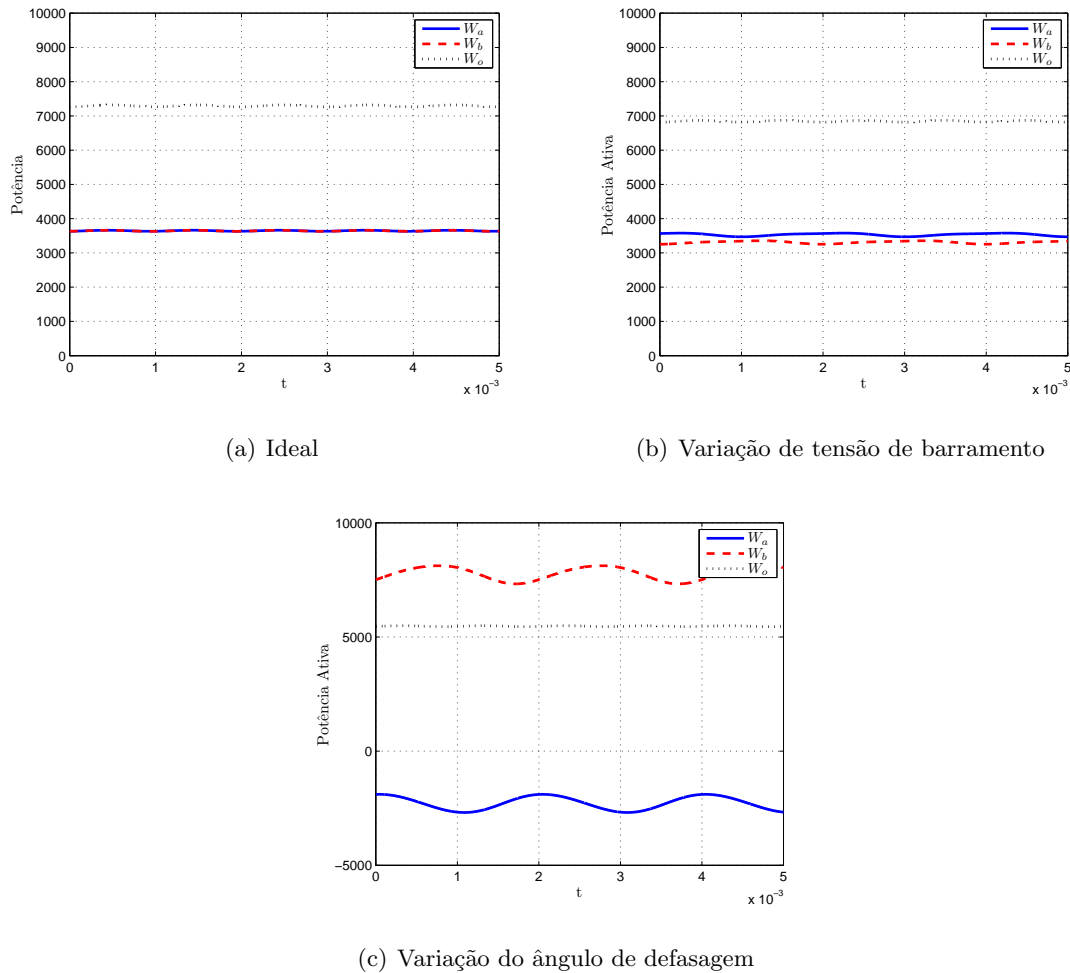
#### 4.1.1 Controle de Potência Ativa

O sistema de controle implementado para eliminar a potência ativa trocada entre inversores faz uso de (4.1). A partir disso, percebe-se que agindo-se apenas sobre o ângulo  $\delta$  consegue-se obter tal objetivo devido ao fator  $\sin(\delta)$ . Este ângulo, segundo [19], representa a defasagem entre as componentes fundamentais das tensões de saída dos inversores constituintes da estrutura.

As componentes fundamentais das tensões de saída dos inversores têm fase dada pelo

ângulo de defasagem de cada moduladora. Assim, uma estratégia simples é fazer com que um modulador central atue sobre cada inversor de forma a manter a mesma onda moduladora sem, com isso, fazer uso de nenhuma estratégia mais apurada.

Para verificar o efeito do ângulo de defasagem  $\delta$  sobre a potência ativa circulante entre os inversores, uma simulação numérica foi realizada, utilizando os seguintes valores para os parâmetros do circuito do inversor: tensão de barramento dos inversores de 400 V, frequência das portadoras triangulares de 20 kHz, frequência da fundamental 500 Hz, indutâncias de acoplamento de 2 mH, capacitor de saída de 100 nF e resistência de carga de 10 $\Omega$ . Os resultados são apresentados na Figura 4.3.



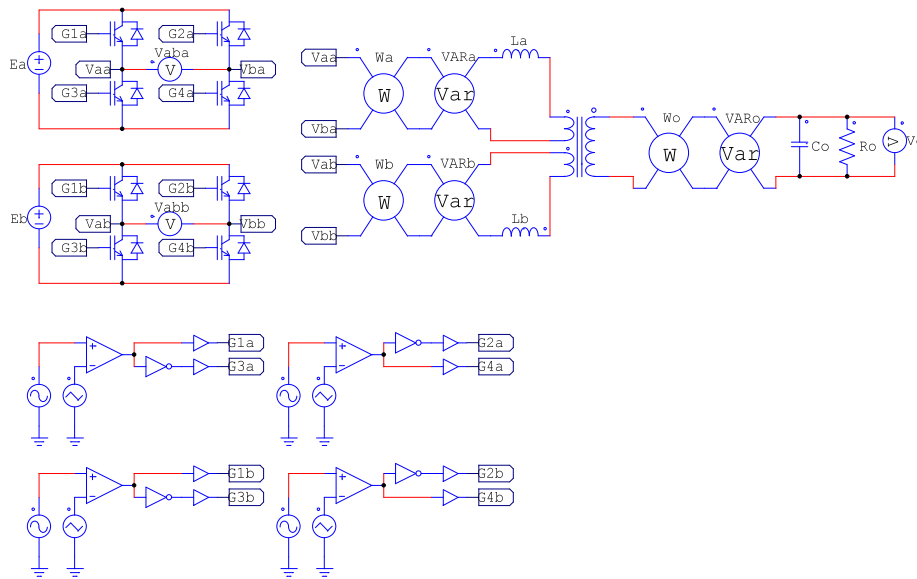
**Figura 4.3:** Resultados de simulação para variação paramétrica para verificação de potência transferida entre inversores.

Os casos simulados compreendem primeiramente o caso ideal, onde não há diferenciação paramétrica, o segundo caso utilizou-se uma variação sobre as tensões de barramento fazendo-

se com que  $E_a$  fosse de 400 V e  $E_b$  de 375 V. O último caso considerou todos os parâmetros idênticos e uma variação sobre o ângulo de defasagem entre as moduladoras de  $\delta = 45^\circ$ .

A partir da Figura 4.3 verifica-se que, com exceção do caso ideal, onde o sistema encontra-se completamente equilibrado, em nenhum dos casos considerados houve balanço perfeito entre as potência processadas entre os inversores. No entanto, a estratégia adotada eliminou a potência trocada entre os conversores  $CC-CA$ . O pequeno desbalanço é proporcionado pelas assimetrias de cada circuito dos inversores três níveis individualmente.

Para o caso da Figura 4.3(b) verifica-se tal condição. Ambos os inversores possuem potência positiva, ou seja, ambos processam potência para a carga apesar de estarem desbalanceados. Essa condição de funcionamento não ocorre para a Figura 4.3(c), onde um dos inversores processa potência negativa, o que para a simulação, mostra uma absorção de potência. Logo, um dos inversores está sendo visto como carga, já que os mesmos podem ser considerados no circuito como fontes de tensão. As potência foram medidas via medidor de potência ativa (*Watt Meter Probe*) configurado com frequência de corte de 250 Hz. O circuito de simulação utilizado é mostrado na Figura 4.4.

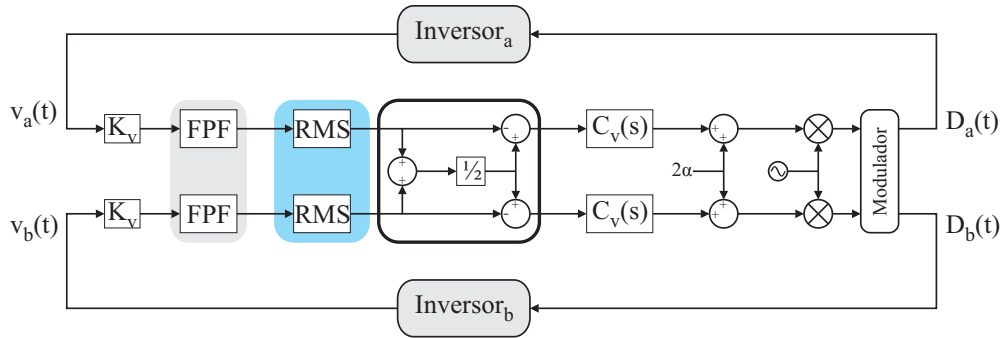


**Figura 4.4:** Circuito de simulação utilizado para verificação de fluxo de potência ativa.

#### 4.1.2 Controle de Potência Reativa

Garantida a transferência de potência ativa nula entre os inversores, os quais foram intitulados  $a$  e  $b$ , deve-se partir para estudo do comportamento do fluxo de potência reativa.

Segundo (4.2), para se obter a nulidade da potência reativa  $Q_{ab}$  pode-se atuar nos módulos das tensões fundamentais do inversor quanto ao ângulo  $\delta$ . No entanto, esta última variável já está fixada devido ao modulador e ao controle de transferência de potência ativa. Logo, por eliminação, tem-se como parâmetros controláveis as tensões de saída  $V_a$  e  $V_b$  de cada inversor. Para efetuar tal controle propõe-se o sistema representado pelo diagrama de blocos presente na Figura 4.5.



**Figura 4.5:** Diagrama de blocos representativo do sistema de controle de potência reativa.

Os sinais oriundos dos transdutores de tensão  $K_V$  são leituras das diferenças de potencial das saídas dos inversores. O estágio seguinte compreende um filtro passa-faixas centrado na frequência de operação da moduladora. Esse seletor de frequência permite a compensação da tensão fundamental rejeitando as demais harmônicas em alta frequência. Posteriormente, o cálculo da do valor eficaz das tensões fundamentais de saída de cada inversor é realizado e uma comparação entre a média desses valores eficazes e cada medida individual geram os sinais de erros que serão tratados pelos compensadores  $C_v$ .

Essa última operação é resumida pela geração de uma referência dinâmica a qual faz com que a variação na tensão de um inversor seja refletida no controle de ambos de tal forma a equalizá-las, ou seja, caso a tensão nos terminais de saída do inversor  $a$  tenha valor maior que a tensão do inversor  $b$ , a referência dinâmica, que é resultado direto da média dessas duas diferenças de potência, terá valor menor que  $a$  e maior que  $b$ . Dessa forma, o controlador irá atuar em  $a$  para diminuir essa tensão e o resultado em  $b$  é o aumento da mesma.

O índice de modulação representado no diagrama de blocos é nomeado por  $\alpha'$ . Como o modulador apresenta uma portadora triangular com um valor médio, para adequação ao índice de modulação  $\alpha$ , a relação entre  $\alpha'$  e  $\alpha$  é  $\alpha' = 2\alpha$ .

De acordo com a Figura 4.5 tem-se uma referência dinâmica, dada pela média aritmética das medidas das tensões eficazes de saída de cada inversor individualmente. Assim, para uma

variação em uma dessas variáveis o compensador se ajusta tal que essa referência seja seguida e as duas tensões sejam equilibradas. Além disso, um filtro passa-faixas é utilizado para que somente a frequência fundamental seja compensada. O sensor de tensão é representado apenas por um ganho  $K_v$ . Os blocos  $RMS$  são medidores de valores eficazes calculados seguindo (4.3), para o caso contínuo, e (4.4), para o caso amostrado.  $C_v$  é o controlador adotado, o qual pode ser um proporcional, um  $PI$ , um  $PID$ .

$$v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_o} \int_{t_o}^{t_o+T_o} v^2(t) dt} \quad (4.3)$$

$$v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v^2(k)} \quad (4.4)$$

Cabe salientar que o inversor pode ser modulado segundo a abordagem utilizada em [20], e compensadores podem ser projetados segundo [21], [22] e [23]. O filtro passa-faixa é um circuito linear cuja função de transferência é dada, segundo [24], por:

$$FPF(s) = \frac{K_{FPF} \frac{\omega_c}{Q_{FPF}} s}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q_{FPF}} s + \omega_c^2} \quad (4.5)$$

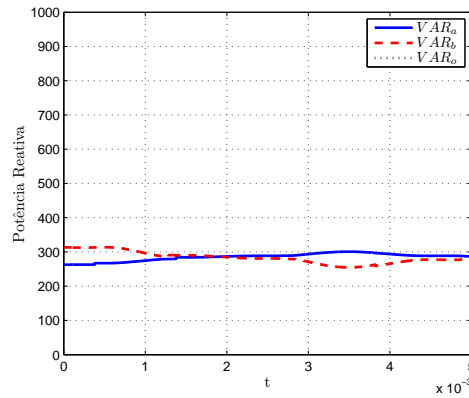
$$FPF(s) = \frac{K_{FPF} B_{FPF} s}{s^2 + B_{FPF} s + \omega_c^2} \quad (4.6)$$

Os parâmetros  $K_{FPF}$ ,  $\omega_c$ ,  $Q_{FPF}$  e  $B_{FPF}$  representam, respectivamente, o ganho, a frequência de corte, o fator de qualidade e a banda passante do filtro. Contudo, devido ao elemento não-linear de medida de valor eficaz, o ajuste do controlador de potência reativa terá, nesse trabalho, seu ajuste via simulação.

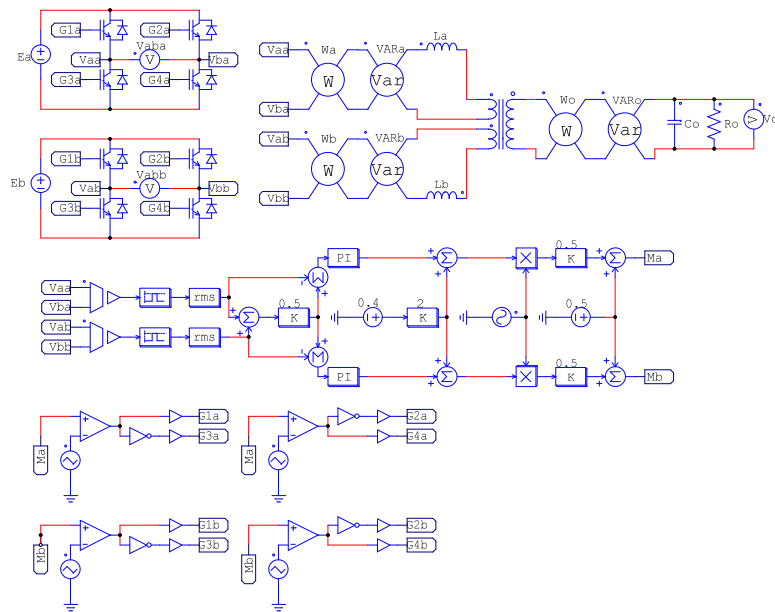
Um resultado de simulação, para fins de verificação da estratégia de controle proposta, considerando uma tensão de barramento de 400 V e 375 V nos inversores  $a$  e  $b$ , respectivamente, foi produzido e é ilustrado na Figura 4.6.

Percebe-se que, mesmo com a diferença de tensões de barramento que causariam um desequilíbrio entre a potência reativa processada pelos inversores, a estratégia de controle permitiu equalizar as tensões de saída dos inversores de forma a torna a transferência de reativos igualitária entre os conversores  $CC - CA$ .

O circuito de simulação utilizado para obtenção dos resultados acima apresentados é mostrado na Figura 4.7.



**Figura 4.6:** Resultados de simulação para variação paramétrica para verificação de potência reativa transferida entre inversores em malha fechada.



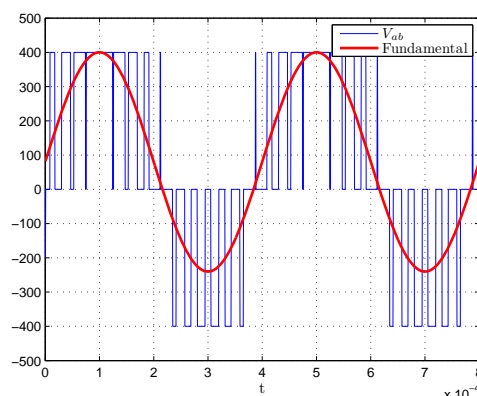
**Figura 4.7:** Circuito de simulação para obtenção de resultados de simulação para controladores de potência.

## 4.2 Controle da Componente Média de Corrente

A presença do transformador na estrutura proporciona a geração dos níveis na tensão de saída do inversor resultante da composição de dois inversores monofásicos em ponte completa com modulação a três níveis. No entanto, este componente magnético requer cuidados especiais mediante o fenômeno de saturação apresentado pelos materiais magnéticos, como descrito em [25].

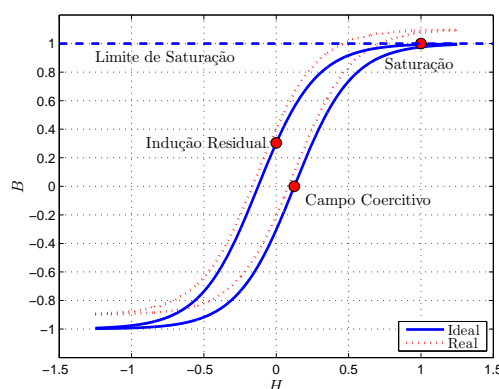
O aparecimento dessa componente de corrente contínua nas saídas dos inversores, indi-

vidualmente, é devido às imperfeições oriundas dos moduladores, circuitos de comando e devido também às próprias imperfeições dos interruptores. Com estas não-idealidades, os componentes responsáveis pelo chaveamento comutam com atrasos que, por sua vez, geram assimetrias entre os pulsos gerados na tensão de saída do conversor *CC-CA*. Esta tensão, por sua vez, acarreta na geração dessa componente contínua de corrente como exemplificado na Figura 4.8.



**Figura 4.8:** Tensão de saída de um inversor três níveis com desbalanço.

Aplicada ao transformador, essa assimetria da tensão de saída do inversor gera uma corrente média que, segundo a *Lei de Faraday*, produz um fluxo magnético constante, que estará presente no núcleo do transformador. Este é adicionado ao fluxo produzido pela corrente de carga e pode levar a saturação do núcleo. Esse fenômeno pode ser ilustrado analisando a curva  $B \times H$  do material ferromagnético utilizado na confecção do transformador ilustrado na Figura 4.9.



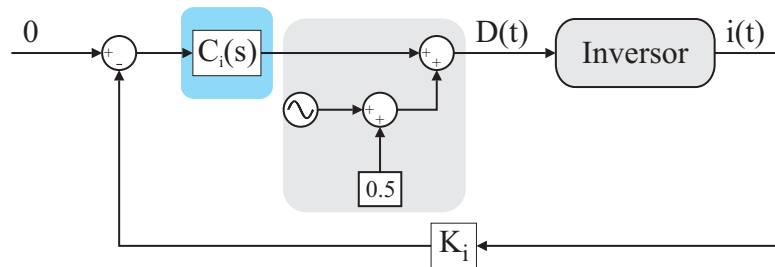
**Figura 4.9:** Representação ilustrativa da curva  $B \times H$  de um material magnético imaginário.

Segundo a Figura 4.9, o caso ideal apresenta um elemento magnético operando com um

fluxo variável sem a presença de uma indução magnética  $B$  contínua. Essa indução é resultante de um fluxo magnético também variante, gerado de acordo com a tensão imposta nos terminais de elemento. Fica claro o ponto de saturação dessa curva, o qual mostra que, um aumento do campo magnético  $H$  após certos níveis não proporciona variação sobre a indução magnética  $B$ .

No entanto, para o caso real, com a presença de uma componente contínua de corrente, existe uma indução magnética média que desloca, com um nível médio, a curva  $B \times H$ . Para uma mesma corrente de carga, essa indução chegaria ao limite de saturação para um campo magnético menor. Acontecendo a saturação, ocorre um aumento da relutância do caminho magnético percorrido pelo fluxo, já que este passa a circular pelo ar. Sendo a relutância magnética inversamente proporcional ao fluxo, segundo [17], com o aumento da mesma, as indutâncias, que são proporcionais ao fluxo, do elemento magnético são diminuídas, bem como as impedâncias. A consequência, pela *Lei de Ohm*, é um aumento da corrente. Essa elevação, dependendo dos níveis atingidos, pode ser destrutiva para os elementos do circuito.

Fica clara, como foi exposto, a importância de uma técnica de limitação dessa corrente. A proposta a ser apresentada limita a amplitude dessa corrente de acordo com um valor especificado no estágio de projeto do inversor. Para tanto, é necessário a utilização de um medidor da corrente ( $K_i$ ) de cada inversor com modulação a três níveis, e a partir da comparação com uma referência nula, gera-se um erro que é enviado a um compensador. A saída desse elemento é somada à referência senoidal de corrente, proporcionando um valor médio para a mesma, o que no inversor, reflete-se na correção da perturbação causada pela tensão de saída do inversor. O diagrama de blocos que resume o sistema de controle utilizado é ilustrado na Figura 4.10.

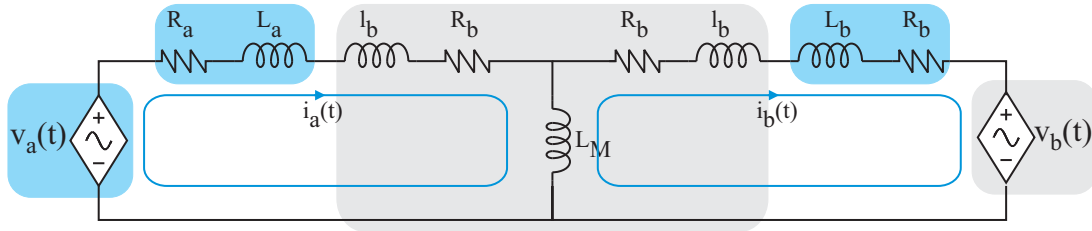


**Figura 4.10:** Diagrama de blocos representativo do sistema de controle de componente média de corrente.

Para projeto de tal controlador é necessário, no entanto, a modelagem do circuito do inversor visando a componente média de corrente. Considerando cada inversor como uma



fonte de tensão controlada pela razão cíclica enviada a cada modulador e seu ganho dado pela tensão nominal do barramento, o circuito pode ser reduzido, para o modelo elétrico equivalente, em baixa frequência, do transformador de três enrolamentos, dado pela Figura 4.11. Aplicando-se o *Princípio da Superposição*, tem-se que a carga tem corrente nula, o que implica, para análise, a retirada do secundário do transformador no circuito elétrico equivalente. Essa simplificação é realizada já que o foco do estudo, nesse ponto, é apenas em relação à componente média de corrente.



**Figura 4.11:** Modelo elétrico equivalente do circuito do inversor multinível considerando a componente de corrente média.

Além dos inversores, as indutâncias de acoplamento são modeladas juntando-se suas resistências série equivalentes. As indutâncias de dispersão e as resistências dos enrolamentos também foram consideradas. Somente a indutância de magnetização está presente, já que é a corrente de magnetização que saturaria o núcleo magnético. A corrente de saída não apresenta componente contínua.

Aplicando as *Leis de Kirchhoff* no circuito da Figura 4.11 obtém-se o sistema de equações dado em (4.7).

$$\begin{bmatrix} r_{s_a} + s \cdot l_{s_a} & 0 & s \cdot L_M \\ r_{s_a} + s \cdot l_{s_a} & r_{s_b} + s \cdot l_{s_b} & 0 \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(s) \\ I_b(s) \\ I_M(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a(s) \\ V_a(s) - V_b(s) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Os termos  $l_{s_a}$ ,  $l_{s_b}$ ,  $r_{s_a}$ ,  $r_{s_b}$  são as dispersões e resistências dos enrolamentos de cada enrolamento do transformador e das indutâncias de acoplamento de cada inversor da conexão.

Resolvendo-se o sistema de equações formado por (4.7) e desconsiderando-se a perturbação representada por  $V_b(s)$ , obtém-se a função de transferência (4.8) que relaciona a razão cíclica e a corrente média de saída do inversor.

$$\frac{I_a(s)}{D_a(s)} = \frac{E((l_{s_b} + L_M)s + r_{s_b})}{(l_{s_a}l_{s_b} + L_M(l_{s_a} + l_{s_b}))s^2 + (r_{s_a}l_{s_b} + r_{s_b}l_{s_a} + L_M(r_{s_a} + r_{s_b}))s + r_{s_a}r_{s_b}} \quad (4.8)$$

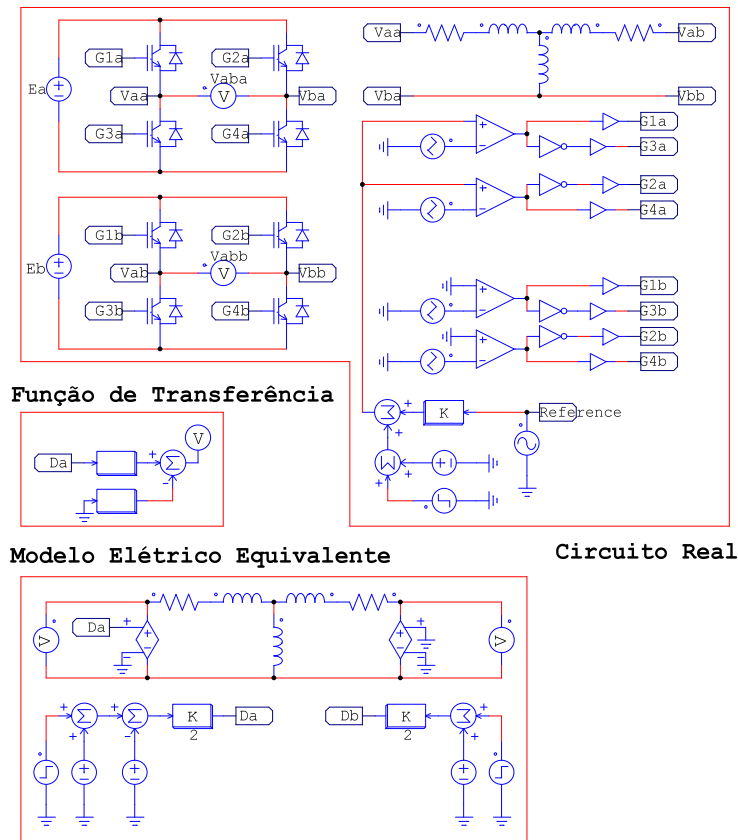
O fator  $E$  é devido ao ganho proporcionado pelo modulador tal que  $V_a(s)$  seja numérica-

mente igual a  $E \cdot D_a(s)$ . A função de transferência dada em (4.8) pode ser estendida para o inversor  $b$  trocando-se os índices  $a$  por  $b$  e  $b$  por  $a$ . Além disso, outras perturbações podem ser inseridas tais como tensões adicionais sobre as fontes controladas de tensão. Como o controle vai ser projetado em relação à referência  $D_a(s)$  e  $D_b(s)$ , a função de transferência dessa variáveis em relação às correntes é imprescindível. A rejeição de perturbação será verificada via simulação.

Para a perturbação, representada pela tensão de saída do inversor  $b$  tem-se a seguinte função de transferência.

$$\frac{I_a(s)}{D_b(s)} = \frac{-E \cdot L_M}{(l_{sa}l_{sb} + L_M(l_{sa} + l_{sb}))s^2 + (r_{sa}l_{sb} + r_{sb}l_{sa} + L_M(r_{sa} + r_{sb}))s + r_{sa}r_{sb}} \quad (4.9)$$

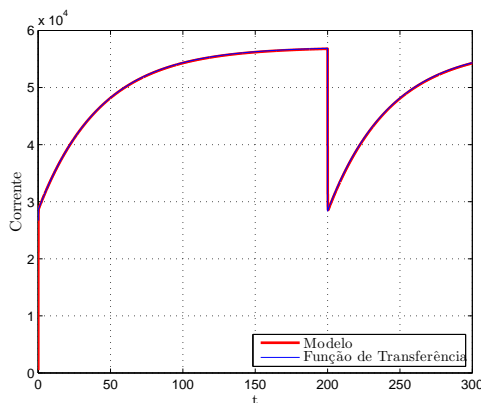
Para comprovação dos resultados apresentados, simulou-se as funções de transferências (4.8) e (4.9) juntamente com o circuito elétrico equivalente do inversor multinível. O esquemático dessa simulação é apresentado na Figura 4.12.



**Figura 4.12:** Circuito de simulação para comparação entre circuito elétrico equivalente e função de transferência para componente média de corrente do inversor multinível.

As indutâncias série têm valores de  $400\mu\text{H}$ , as resistências são de  $7\text{m}\Omega$ , a indutância magnetizante é de  $150\text{mH}$ . As fontes de tensão controladas têm ganho de 400. Esse valor

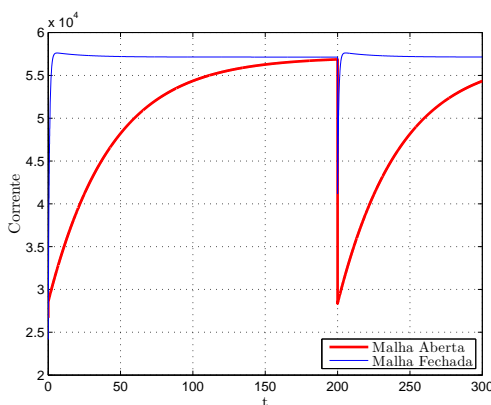
emula um barramento  $CC$  de mesmo valor. Os degraus na razão cíclica foram de 0.5 para  $D_a$  e  $D_b$ . Os instantes de aplicação dos mesmos foram de 0 s e 200 s, respectivamente. Para esses parâmetros, os resultados em malha aberta são ilustrados na Figura 4.13.



**Figura 4.13:** Resultados comparativos entre circuito elétrico equivalente e função de transferência para componente média de corrente do inversor multinível.

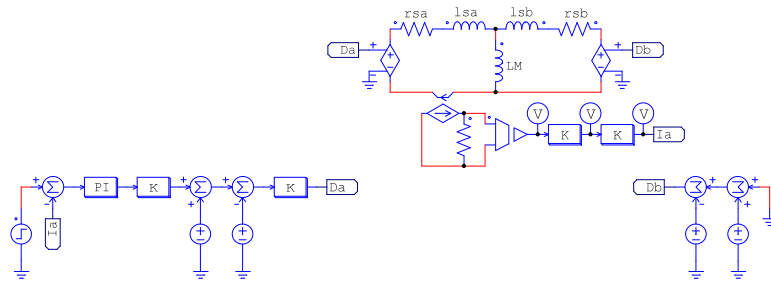
É importante notar que devido ao tipo de modulador utilizado, os valores máximos que  $D_a$  e  $D_b$  podem atingir é de 0.5. Também devido a esse fato, os ganho de 0.5 e 2, bem como os *off-sets* de 0.5, são colocados ao longo da malha para o devido ajuste do modelo em relação ao circuito real.

Utilizando um controlador tipo proporcional-integral, com constante de tempo de 0.3600s, um ganho de 1.5623 e um ganhos do sensor de corrente de 0.0175 tem-se o comportamento, em malha fechada, do circuito do inversor cinco níveis, de acordo com a Figura 4.14.



**Figura 4.14:** Resultados comparativos entre circuito elétrico equivalente e função de transferência para componente média de corrente do inversor multinível.

Para obtenção desses resultados o circuito de simulação é mostrado na Figura 4.15.



**Figura 4.15:** Circuito de simulação para obtenção dos resultados comparativos entre circuito elétrico equivalente e função de transferência para componente média de corrente do inversor multinível.

### 4.3 Conclusões

Para o inversor multinível proposto, viu-se que podem existir dois problemas ligados à implementação: o problema da potência trocada entre os inversores e o da corrente média presente nos primários do transformador de três enrolamentos.

Para solução de tais inconvenientes, estratégias de controle foram propostas e verificou-se, via simulação, que os modelos utilizados, quando de possível obtenção, descrevem satisfatoriamente o comportamento do circuito e os controladores conseguiram satisfazer certas condições de operação.

Além disso, é salientado que, devido à presença do bloco de cálculo da tensão eficaz de saída de cada inversor, a obtenção de um modelo matemático preciso para a malha de controle de potência não foi deduzida.

---

---

## Capítulo 5

---

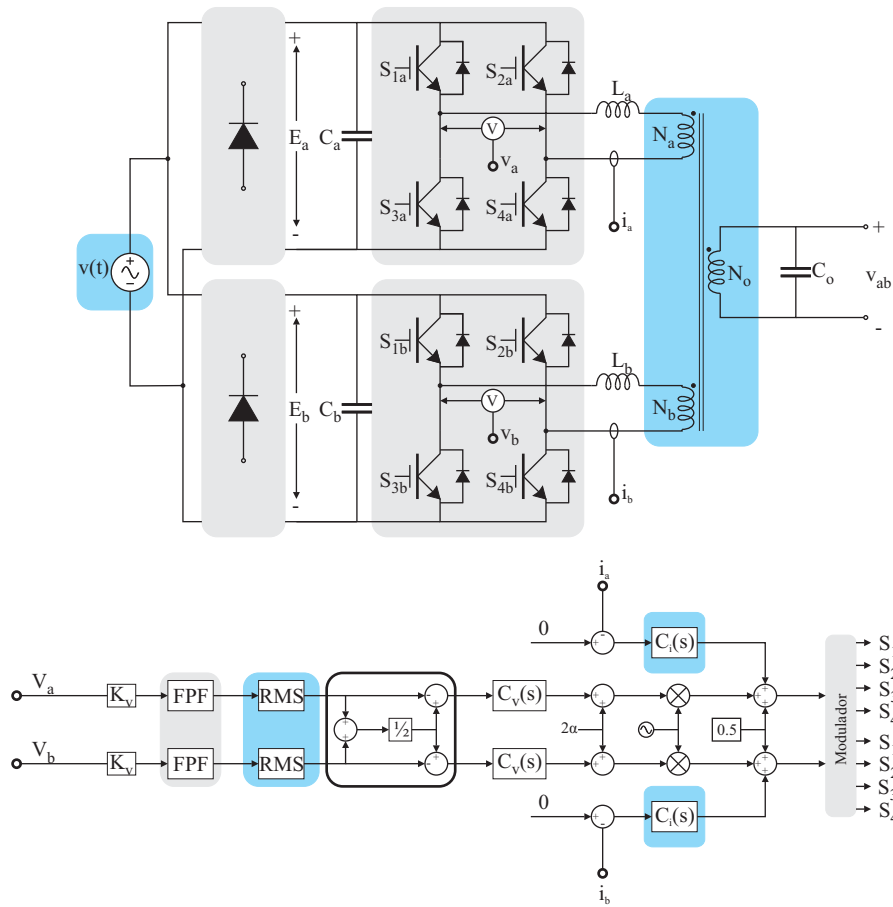
### Projeto do Inversor Multinível

O projeto do inversor multinível será realizado em três etapas básicas. A primeira refere-se ao dimensionamento do estágio de potência. A segunda etapa compreende o projeto dos circuitos auxiliares utilizados no protótipo. A terceira e última etapa traz o projeto e ajuste dos compensadores utilizados para controle de algumas variáveis elétricas do circuito. Esses estágios visam a implementação do circuito completo do conversor de acordo com o diagrama esquemático apresentado na Figura 5.1.

#### 5.1 Especificações

As especificações de projeto compreendem os requisitos para dimensionamento dos componentes que compõem o inversor multinível. Na implementação do protótipo não foi realizado projeto físico de alguns componentes. Estes foram adquiridos via compra ou já existiam no laboratório do *Instituto de Eletrônica de Potência (INEP)* da *Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)*. Esse é o caso do transformador e indutores de acoplamento como também dos próprios inversores.

Para os indutores foi calculada a indutância e corrente eficaz que cada um deles deveria suportar. Assim, foram encontrados no laboratório indutores com indutância especificada e que suportavam, no mínimo, a corrente nominal de projeto.



**Figura 5.1:** Diagrama esquemático geral do inversor multinível implementado

Para o transformador de acoplamento, a relação de transformação foi especificada, bem como a potência. Esses dados foram enviados para a empresa *Blutrafos* ([www.blutrafos.com.br](http://www.blutrafos.com.br)) e o projeto físico desse componente ficou aos seus cuidados.

Os módulos inversores também foram adquiridos externamente ao laboratório. Esses, compreendem módulos *IGBTs* de inversores em ponte completa monofásicos fabricados pela *Semikron* ([www.semikron.com](http://www.semikron.com)). O módulo tem o código *SKS 50F B6U+B2CI 10 V6*, cuja documentação é apresentada em [26].

Como especificações do inversor multinível tem-se os parâmetro apresentados na Tabela 5.1.

O valor percentual apresentado pela variável de ondulação da tensão da rede é calculado sobre o valor nominal da tensão da rede elétrica. A ondulação da tensão do barramento também tem base dada pelo valor nominal da tensão da rede elétrica. A ondulação de tensão na saída do inversor tem valor base sobre seu valor nominal de tensão de saída. As correntes de circulação são calculadas em relação à corrente nominal ajustada via relação de

Variável	Valor
Tensão Nominal da Rede	220 V
Variação da Tensão da Rede	< 25%
Frequência Nominal da Rede	60 Hz
Tensão Nominal na Saída do Inversor	220 V
Frequência Nominal na Saída do Inversor	60 Hz
Ondulação de Tensão do Barramento CC	5%
Ondulação de Tensão na Saída do Inversor	< 2%
Corrente Circulante de Pico	5%
Índice de Modulação Máximo	0.4
Frequência de Comutação	15360 Hz
Frequência de Amostragem	30720 Hz
Potência de Saída do Conversor	4 kW

**Tabela 5.1:** Valores das especificações do inversor multinível.

transformação.

## 5.2 Projeto do Estágio de Potência

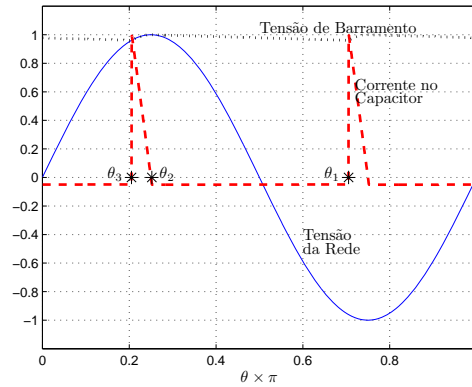
O estágio de potência requer o dimensionamento dos seguintes itens:

- ▷ Dimensionamento dos capacitores de barramento;
- ▷ Dimensionamento dos interruptores;
- ▷ Dimensionamento dos dissipadores;
- ▷ Dimensionamento dos indutores de acoplamento;
- ▷ Dimensionamento do transformador de acoplamento;
- ▷ Dimensionamento do capacitor de filtragem.

Dois desse itens, compreendendo o dimensionamento dos interruptores e dissipadores, não serão abordados pois, como mencionado anteriormente, são partes constituintes do inversor obtido através da *Semikron*.

### 5.2.1 Dimensionamento dos Capacitores de Barramento

Para o dimensionamento dos capacitores de barramento faz-se a simplificação de que todo o conversor é considerado como uma carga puramente resistiva. Assim, os conceitos aplicados em [27] e [28] podem ser utilizados. As formas de onda referentes ao retificador com filtro capacitivo são ilustradas na Figura 5.2.



**Figura 5.2:** Formas de onda do retificador monofásico com filtro capacitivo.

Os ângulos  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $\theta_3$  definem as etapas de operação do retificador. Tais ângulos ainda podem ser descritos por:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \theta_3 \quad (5.1)$$

$$\beta = \theta_2 - \frac{\pi}{2} \quad (5.2)$$

$$\gamma = \theta_1 - \theta_2 \quad (5.3)$$

$$\pi = \alpha + \beta + \gamma \quad (5.4)$$

Para definição dos valores das variáveis constituintes do retificador monofásico com filtro capacitivo adota-se (5.5), tal qual [27].

$$\omega RC (1 - \cos(\alpha)) - \frac{\beta \cos(\beta)}{2} - \omega RC \cos(\beta) \left(1 - e^{\frac{\alpha + \beta - \pi}{\omega RC}}\right) \quad (5.5)$$

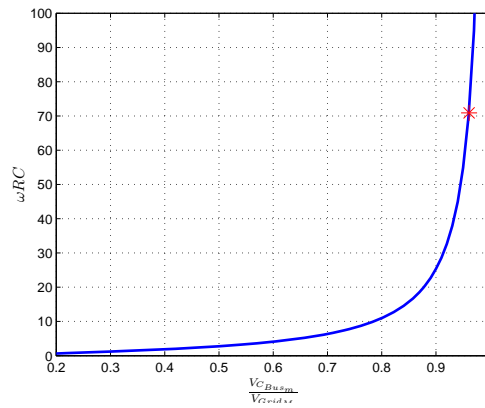
Os parâmetros a serem definidos são a resistência equivalente de carga e a capacitância do barramento de tal forma a se ter a ondulação especificada no projeto e a potência processada pelo retificador.

Para tornar os resultados mais precisos, um cálculo iterativo foi utilizado para encontrar os valores de capacitância de barramento e resistência equivalente de carga. Via cálculo numérico, uma capacitância  $C_E$  de 3158  $\mu\text{F}$  e resistência de carga  $R_{C_E}$  de 46  $\Omega$ .



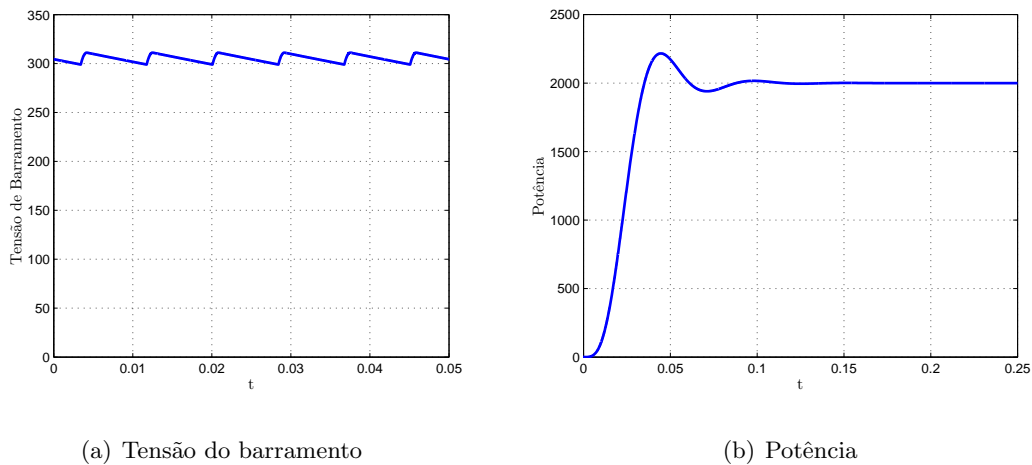
Porém, como já mencionado, os inversores foram obtidos via *Semikron* e a capacitância de cada módulo tem valor de  $4080 \mu\text{F}$ . Para esse valor, a ondulação de tensão calculada é de aproximadamente 5% e a resistência equivalente de carga é de  $46.5 \Omega$ .

A Figura 5.3 representa graficamente a relação entre  $\frac{V_{C_{Busm}}}{V_{GridM}}$  e  $\omega RC$ , solução de (5.5) e o ponto de operação adotado para o retificador do barramento *CC* de cada um dos inversores três níveis, constituintes do inversor multinível em estudo.



**Figura 5.3:** Representação gráfica das variáveis do retificador monofásico de onda completa.

Para esses valores projetados, os resultados de simulação são apresentados na Figura 5.4. Além disso, o valor da tensão eficaz e média, apresentada na saída do retificador, é de 305 V.

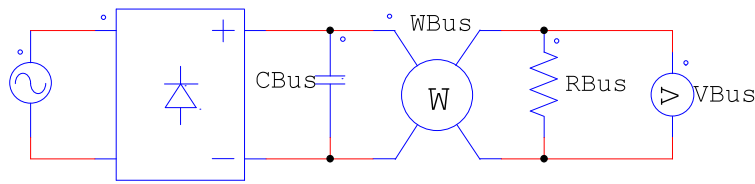


(a) Tensão do barramento

(b) Potência

**Figura 5.4:** Resultados de simulação do retificador de entrada do inversor.

Os resultados de simulação foram obtidos a partir do circuito de simulação apresentado na Figura 5.5. O passo de cálculo adotado para a simulação foi de  $10 \mu\text{s}$ .



**Figura 5.5:** Circuito de simulação para projeto do retificador de entrada.

### 5.2.2 Especificação da Relação de Transformação e Índices de Modulação

Para especificação da relação de transformação do transformador de acoplamento deve-se fazer algumas considerações sobre o índice de modulação. Para esse cálculo as especificações pertinentes são em relação às considerações sobre a tensão da rede, e por consequência as tensões de barramento. Além disso, deve-se considerar o índice de modulação máximo.

O índice de modulação máximo considerado é 0.4, já que é necessário trabalhar com uma limitação do mesmo pois haverá sua compensação quando os controladores estiverem em operação. Além disso, ajustes sobre as quedas de tensão nos caminhos de condução de corrente e tempo morto adotado nos interruptores devem também ser considerados.

Quando o índice de modulação é máximo, e valor especificado de 0.4, o barramento  $CC$  apresenta valor mínimo médio de 238 V. Para tanto, na saída de cada inversor três níveis tem-se uma tensão eficaz de 135 V. Como a saída do inversor é requerida com 220 V, a relação de transformação do transformador é de  $\frac{135}{220}$  ou 0.6136.

O índice de modulação nominal calculado é de 0.3128. Quando não há variação na tensão e barramento, cujo valor médio nominal é de 305 V, e a tensão de saída do inversor é de 135 V eficazes, considerando que a tensão de pico de saída do inversor três níveis é regida pela relação  $2\alpha E$ .

O índice de modulação mínimo, o qual ocorre para uma tensão de barramento máxima de 371 V, tem valor de 0.2570, considerando uma tensão de saída dos inversores de 135 V. Esse valor é maior que o índice de modulação mínimo requerido para geração dos níveis que é de 0.25.

Para o transformador adquirido, os valores de indutância magnetizante, dispersão e resistência de enrolamento, obtidos via ensaios, são mostrados na Tabela 5.2.

Para esses valores adquiridos via ensaios, obtêm-se os valores da Tabela 5.3 para os parâmetros do circuito equivalente do transformador de três enrolamentos.

Enrolamento	Magnetizante [ $mH$ ]	Resistência [ $m\Omega$ ]	Enrolamentos em Curto	Dispersão [ $\mu H$ ]
Saída	134	6.5	Saída – a/Saída – b	213/411
a	57	3.0	a – Saída/a – b	83/70
b	57	3.0	b – Saída/b – a	169/77

**Tabela 5.2:** Valores de indutâncias magnetizantes e de dispersão e resistências de enrolamentos do transformador de acoplamento utilizado.

Parâmetro	Valor
$l_o$	698 $\mu H$
$l_a$	84 $\mu H$
$l_b$	88 $\mu H$
$L_M$	134 mH
$r_o$	6.5 m $\Omega$
$r_a$	7.0 m $\Omega$
$r_b$	7.0 m $\Omega$
$n_{o-a}$	1.53
$n_{o-b}$	1.52
$n_{a-b}$	0.99

**Tabela 5.3:** Valores dos parâmetros do circuito equivalente do transformador de três enrolamentos relacionados à saída.

### 5.2.3 Dimensionamento dos Indutores de Acoplamento

Os indutores de acoplamento são calculados segundo equações dadas nos capítulos precedentes. Estas indutâncias, como mencionado, são designadas para limitação das correntes circulantes entre os inversores três níveis bem como filtragem da corrente de saída do inversor multinível resultante da combinação. É importante mencionar que, devido à presença do transformador, as indutâncias de dispersão podem ser adicionadas ao cálculo da indutância de acoplamento total a fim de diminuir os indutores a serem inseridos.

Como resultado das especificações de corrente circulante de pico, tensão eficaz no barramento  $CC$  e frequência de chaveamento tem-se que a indutância necessária é de 1.18 mH por indutor. Os indutores utilizados têm valores de placa com as seguintes especificações: indutância de 1.4 mH e corrente eficaz de 33 A. Medições realizadas sobre esses indutores

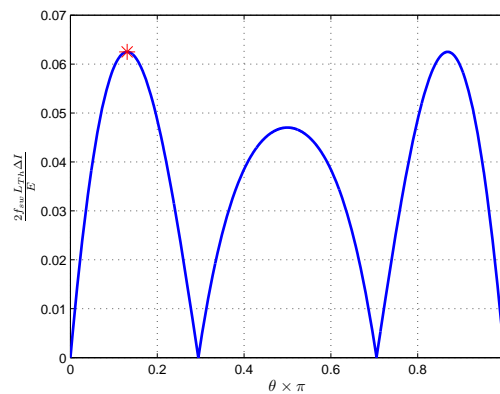
encontraram os valores de indutância e resistência série contidas na Tabela 5.4.

Indutor	Indutância [ $\mu H$ ]	Resistência [ $m\Omega$ ]
$L_a$	1116	135
$L_b$	1112	97

**Tabela 5.4:** Valores de indutância e resistência série dos indutores a acoplamento utilizados.

A indutância total, somando-se  $L_a$  e  $l_a$ , presente na saída do inversor  $a$  é de 1.20 mH. Para o indutor do inversor  $b$ , o resultado da soma de  $L_b$  e  $l_b$  é de 1.20 mH. Para essas indutâncias, a corrente de pico circulante percentual, em relação à corrente nominal de saída de cada inversor é de 4.9%, o que concorda com a especificação original que compreende o valor de 5%.

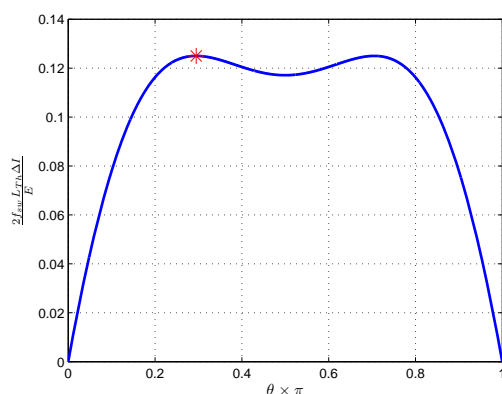
Os valores das indutâncias de acoplamentos foram aproximadamente iguais, o que torna as hipóteses realizadas para o circuito equivalente do inversor adotáveis. O indutor equivalente, para tais indutâncias de acoplamento, tem valor 501  $\mu H$ , resultado que representa a metade do indutor de acoplamento considerado de 1.0 mH que é resultado da média geométrica dos indutores reais. Para tanto, os valores parametrizados de ondulação de corrente e com os parâmetros de projeto tem-se o ábaco da Figura 5.6 que representa a ondulação de corrente na saída do circuito equivalente do conversor.



**Figura 5.6:** Ondulação de corrente de saída parametrizada para especificações de projeto.

Para cada indutor de acoplamento, a ondulação de corrente parametrizada é ilustrada na Figura 5.7. Esse resultado é oriundo dos dados de projeto calculados via especificações.

A ondulação de corrente máxima que cada indutor de acoplamento deve suportar é de 83 mA.



**Figura 5.7:** Ondulação de corrente parametrizada para especificações de projeto.

### 5.2.4 Dimensionamento do Capacitor de Saída

Para o cálculo do capacitor de saída utiliza-se (3.56) e (3.57). Estas, por sua vez, fazem uso do circuito equivalente do inversor e adotam a hipótese de, como visto naquele capítulo, similaridade entre impedâncias. Percebe-se, pelos valores totais das impedâncias de saída de cada inversor com modulação três níveis, que esta hipótese é válida. Contudo, a impedância do circuito equivalente do inversor é a soma das indutâncias de acoplamento em paralelo com a indutância de dispersão do enrolamento de saída do inversor. Esse valor, refletido ao enrolamento de saída do transformador é de 2.35 mH. Essa indutância fornece uma ondulação de corrente de saída de 264 mA.

Para a máxima ondulação de corrente, tem-se, com a especificação da tensão de saída do inversor, um capacitor de aproximadamente 150 nF o qual fornece uma ondulação de tensão de saída de 1%.

## 5.3 Projeto dos Circuitos Auxiliares

Os circuitos auxiliares apresentam-se para desempenhar as seguintes funções:

- ▷ Sensoriamento;
- ▷ Condicionamento de sinal;
- ▷ Proteções;
- ▷ Driver;
- ▷ Pré-Carga;

▷ Fonte auxiliar.

O diagrama esquemático completo dos circuitos auxiliares pode ser encontrado nos apêndices do trabalho.

### 5.3.1 Sensoriamento

Os circuitos de sensoriamento compreendem os transdutores de tensão e corrente, cada qual com seu hardware auxiliar. Os sensores de tensão e corrente utilizados compreendem, respectivamente, os modelos de transdutores de efeito *LV-25P* e *LA-25N* fabricados pela *LEM* ([www.lem.com](http://www.lem.com)).

Para ambos os transdutores a alimentação utilizada foi de  $\pm 15$  V. Para o sensor de tensão, foi utilizado um resistor série de  $36\text{ k}\Omega$  para que na tensão nominal de barramento de  $305\text{ V}$  circule no primário desse sensor a corrente de  $8.5\text{ mA}$ . O resistor de saída de cada sensor tem valor  $560\ \Omega$ , para tensão, e  $680\ \Omega$ , para corrente. Esses componentes resistivos estão presentes anteriormente aos *buffers* no circuito de condicionamento de sinal, o qual será estudado posteriormente. Com esses resistores, tem-se um ganho total de tensão de  $0.03$  e de corrente de  $0.68$ .

Os circuitos projetados para sensoriamento de tensão e corrente são mostrados nas Figuras 5.8(a) e 5.8(b), respectivamente.

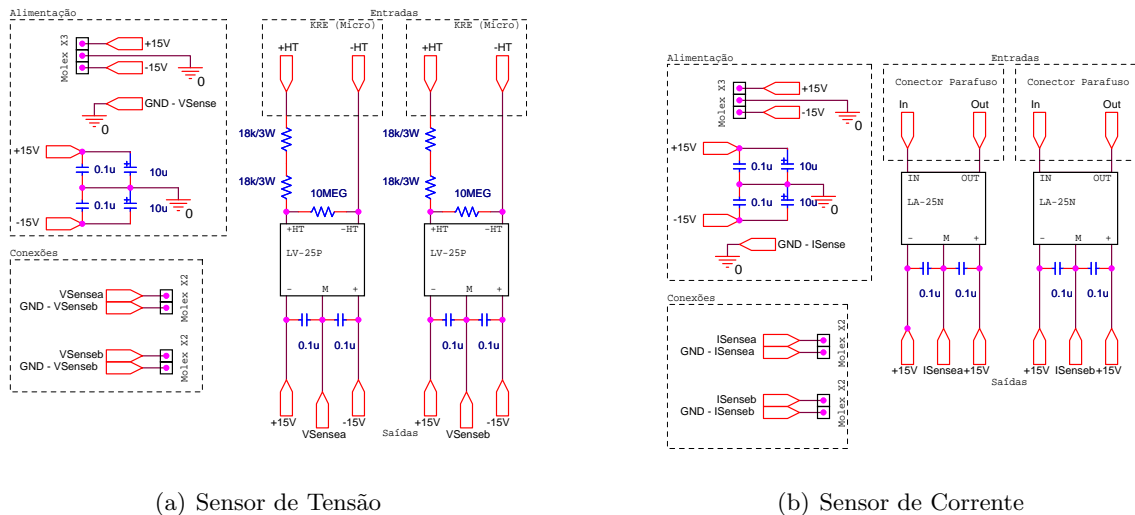


Figura 5.8: Circuitos de sensoriamento.

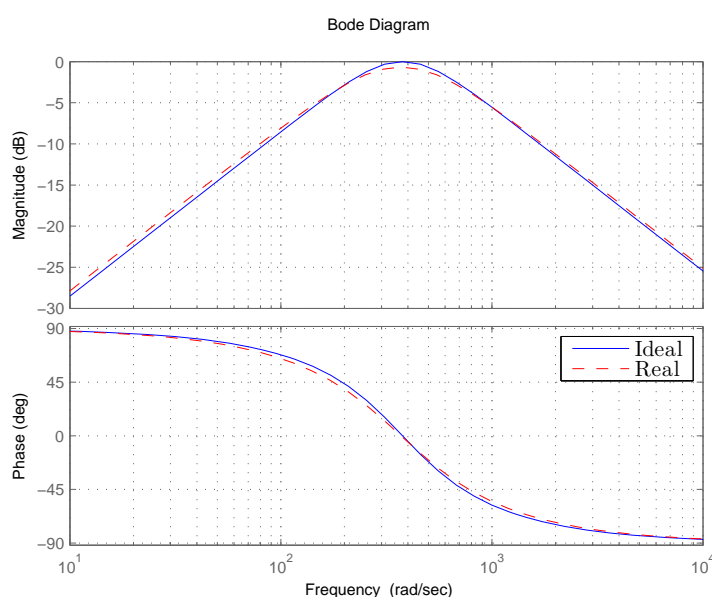
### 5.3.2 Condicionamento de Sinal

#### Condicionamento do Sinal de Tensão

O sensoriamento do sinal proveniente do transdutor de tensão tem quatro estruturas básicas. A primeira é referente ao *buffer* que proporciona, além de acoplar as impedâncias entre o circuito do transdutor e do condicionamento, o ganho total do circuito de sensoriamento.

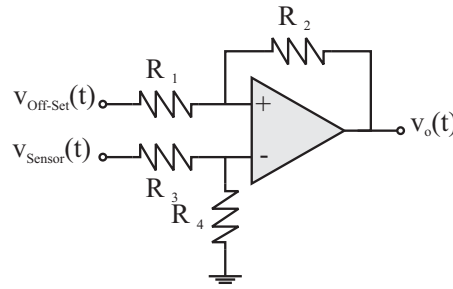
Conectado em cascata ao *buffer* tem-se o filtro passa-faixa utilizado para rejeitar as frequências distintas da frequência fundamental de 60 Hz. Esse filtro foi projetado para uma frequência angular de 376 rad/s e banda de 533 rad/s. Os valores dos componentes constituintes do circuito podem ser calculados de acordo com as equações fornecidas por [24].

Para o circuito projetado, em relação ao caso ideal, já que componentes foram aproximados para os valores comerciais disponíveis, tem-se, na Figura 5.9 um *Diagrama de Bode* ilustrando o caso ideal e o caso real, onde são utilizados componentes com valores comerciais.



**Figura 5.9:** Diagrama de bode do circuito do filtro passa-faixa para o caso ideal e real.

O terceiro bloco referente ao condicionamento de tensão refere-se ao circuito amplificador de diferenças responsável pela inserção de uma componente contínua sobre o sinal medido. Além disso, ocorre a inversão do sinal. Tal função é inserida devido à realimentação negativa exigida pelo controle. O circuito elétrico dessa configuração, obtido de [29], é ilustrada na Figura 5.10.



**Figura 5.10:** Circuito elétrico do amplificador de diferenças.

A tensão de saída do circuito do amplificador de diferenças é dada por (5.6).

$$v_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} v_{Sensor}(t) + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} v_{Off-Set}(t) \quad (5.6)$$

Esse circuito foi projetado de tal maneira a proporcionar um ganho de 0.52 sobre a tensão de *off-set* de 3V e outro de 0.15 sobre a tensão medida do sensor de tensão.

O último estágio do condicionamento do sinal de tensão é referente ao *Filtro Anti-Aliasing* necessário para posterior digitalização do sinal que será processado pelo *DSP*. O circuito desse filtro é uma configuração passa-baixas e é obtido em [24]. Sua função de transferência é dada por:

$$FPB(s) = \frac{K_{FPB} \omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q_{FPF}} s + \omega_c^2} \quad (5.7)$$

A frequência de corte desse filtro foi estipulada em 10 kHz e o fator de qualidade  $Q$  em 0.70. Os valores dos componentes constituintes do circuito podem ser calculados de acordo com as equações fornecidas por [24]. O ganho do filtro é unitário. A resposta em frequência para o caso ideal e para o circuito real, o qual utiliza componentes comerciais, são ilustrados na Figura 5.11.

Na saída do circuito condicionador foi inserida uma resistência de 82  $\Omega$  para limitação da corrente sobre o conversor analógico-digital do *DSP*. Além disso, um circuito grameador (*TL7726*) foi inserido ao sistema de condicionamento para proteger o processador.

O circuito completo do circuito condicionador de tensão é mostrado na Figura 5.12.

## Condicionamento do Sinal de Corrente

O circuito de condicionamento de corrente é similar ao circuito de condicionamento de tensão. As diferenças estão relacionadas aos ganhos do circuito amplificador de diferenças e da ausência do filtro passa-faixa.



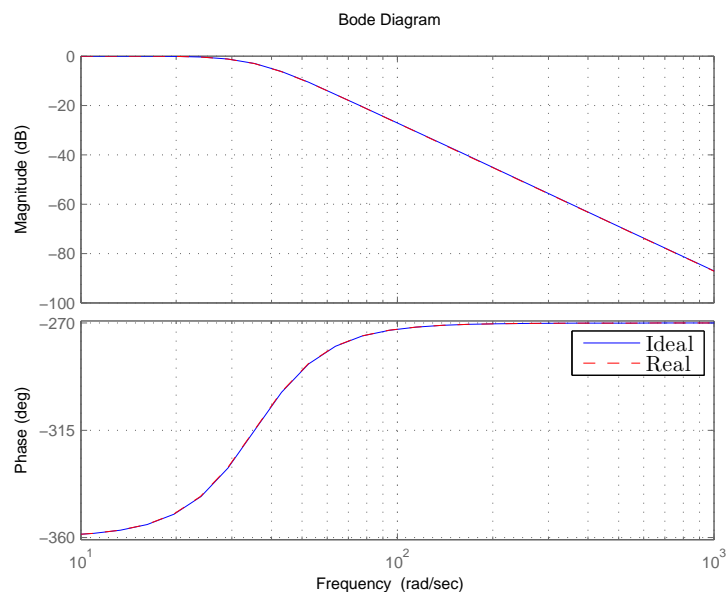


Figura 5.11: Diagrama de bode do circuito do filtro passa-faixa para o caso ideal e real.

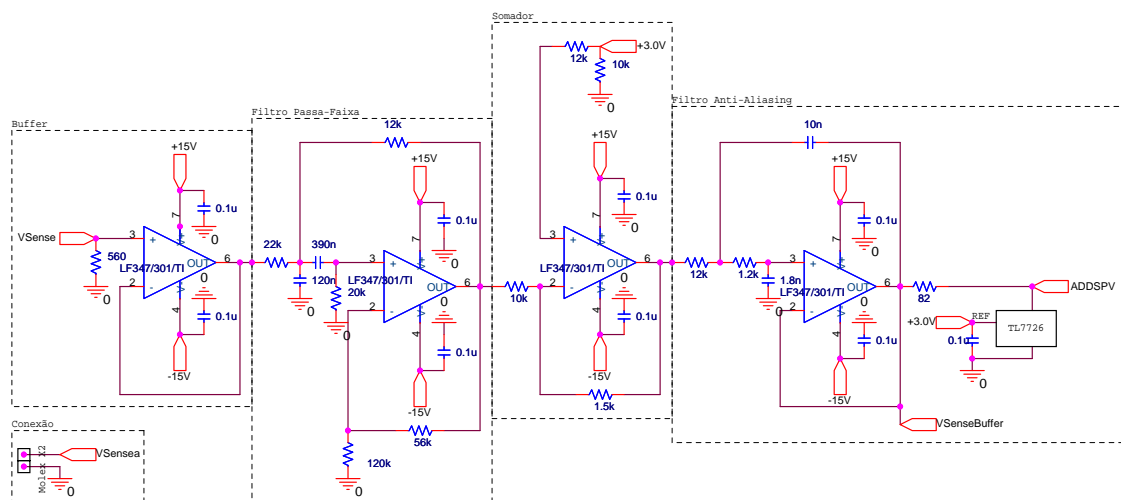
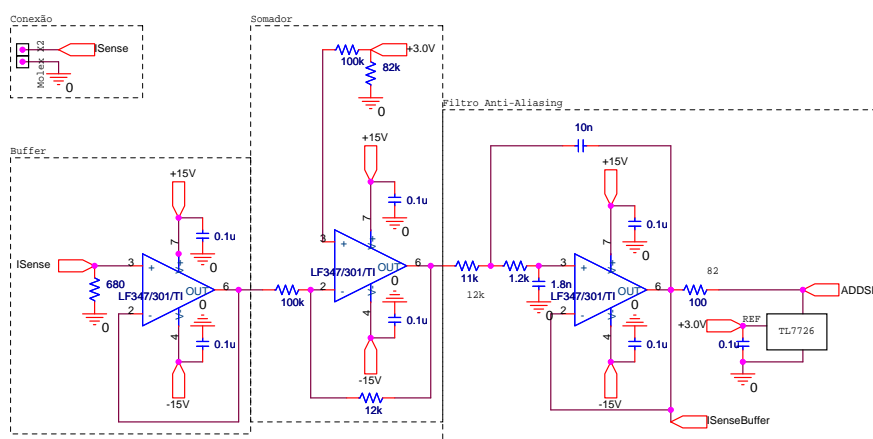


Figura 5.12: Circuito completo para condicionamento do sinal de tensão.

O ganho do amplificador de diferenças sobre a tensão de *off-set* é de 0.50 e em relação ao sinal de corrente medido é de 0.12. O circuito completo do condicionador de corrente é ilustrado na Figura 5.13.

### 5.3.3 Circuitos de Proteção

Existem quatro variáveis a serem protegidas no inversor, duas por cada inversor. Essas variáveis são: tensão e corrente de saída de cada inversor três níveis. Como existe um circuito de proteção para a tensão de saída do inversor, para monitoramento da tensão do barramento



**Figura 5.13:** Circuito completo para condicionamento do sinal de corrente.

não se faz necessária a implementação de circuito de proteção, já que a variação entre essas variáveis são interligadas.

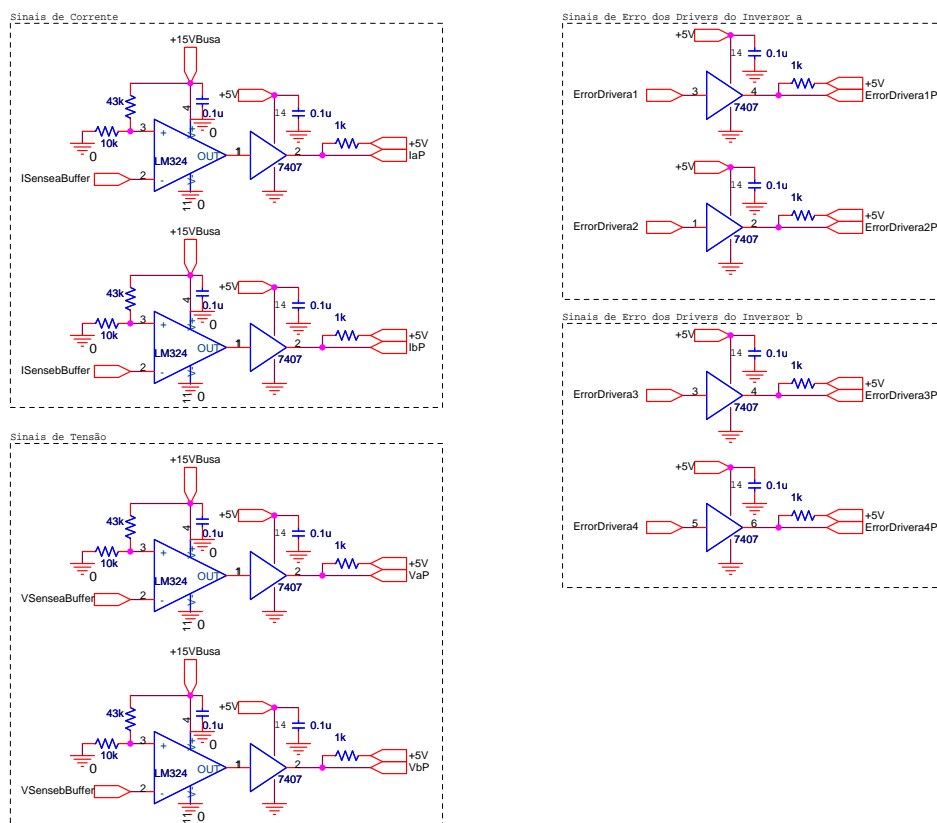
Os circuitos são tais que, os sinais provenientes do condicionamento de sinal de cada uma das variáveis mensuradas passam por comparadores e, se estes sinais forem maiores que um nível de tensão considerado suficiente, a saída do estágio de comparação ativa por portas lógicas que atuam no circuito de *driver*, inibindo os pulsos de comando para os interruptores. Este sinal também é enviado ao *DSP* que, por sua vez, desabilita os comandos. Os sinais de erro dos *Drivers* da *Semikron* também são monitorados de forma a garantir proteção.

O primeiro estágio de proteção, representado pelos circuitos comparadores são ilustrados na Figura 5.14.

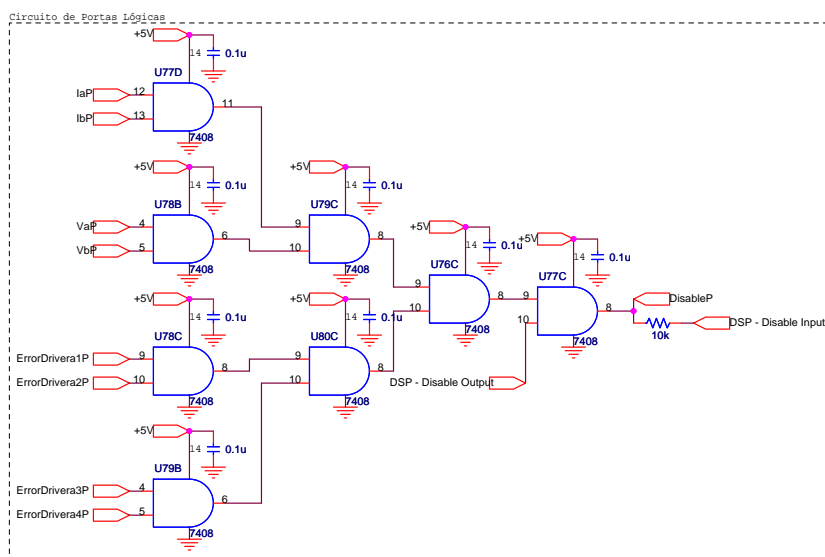
O circuito contendo as portas lógicas responsáveis pela inibição dos pulsos no circuito de *driver*, tem seu circuito ilustrado na Figura 5.15

## Driver

O circuito de driver visa o acoplamento dos sinais *PWM* provenientes do *DSP* com o circuito *20 OP* do módulo inversor. Essa união é realizada via *buffer* que transforma os sinais de 3.3V em 15V. Além disso, existem portas lógicas que inibem os pulsos quando a proteção é ativada. O circuito contendo o driver implementando é mostrado na Figura 5.16.



**Figura 5.14:** Circuito de proteção para estágio de comparação.



**Figura 5.15:** Circuito de proteção para estágio de lógica.

## Circuito de Pré-Carga

O circuito de pré-carga adotado visa a pré-carga dos capacitores de barramento. A partir de uma micro-chave, o usuário aciona o circuito comparador que define o tempo de atuação

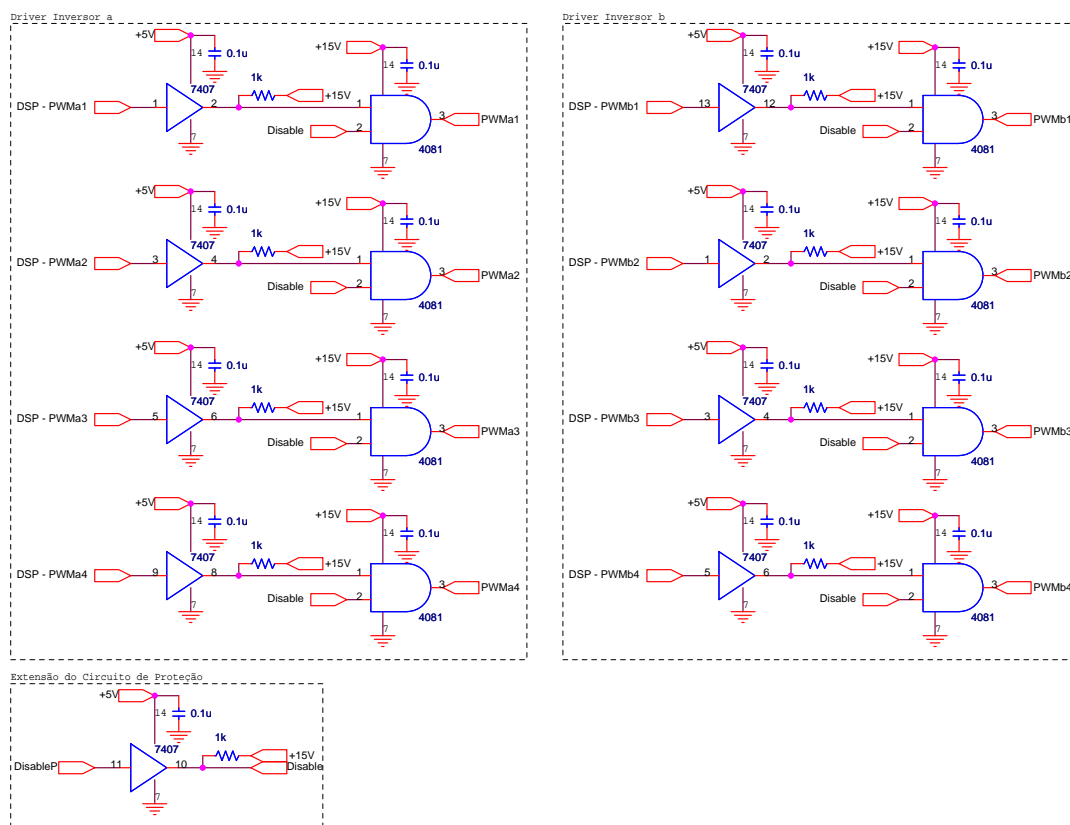


Figura 5.16: *Circuito de Driver.*

dos resistores de partida. Após esse tempo, os capacitores são conectados diretamente na rede elétrica e um sinal é enviado ao *DSP* para que o mesmo seja inicializado. O circuito dessa etapa é ilustrado na Figura 5.17.

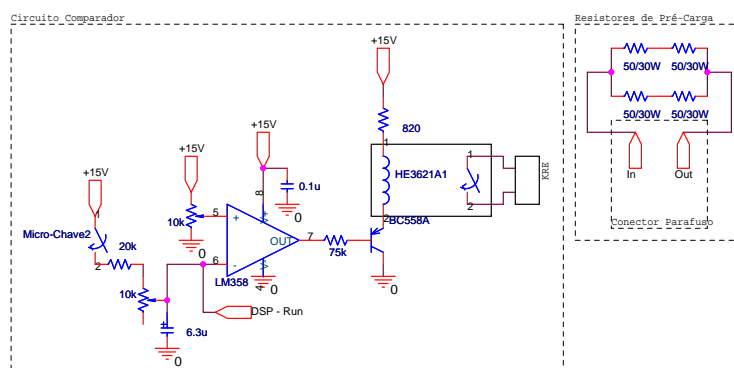


Figura 5.17: *Circuito de In-Rush.*

## Fonte Auxiliar

A fonte auxiliar é requerida para fornecer as tensões de  $\pm 15V$ ,  $+5V$  e  $+3V$ . Foi realizado o projeto de uma fonte linear utilizando um transformador de baixa frequência e reguladores lineares para as requeridas tensões. O circuito contendo a os reguladores da fonte auxiliar é ilustrado na Figura 5.18.

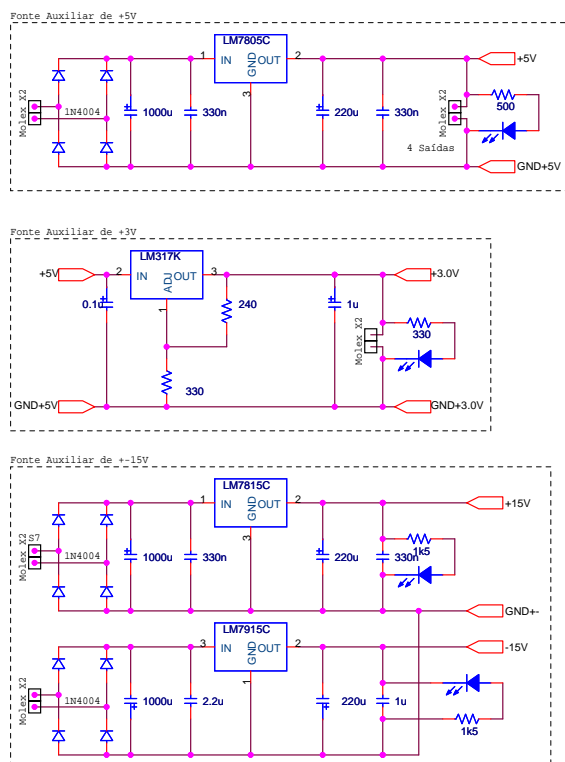


Figura 5.18: Circuito da fonte auxiliar.

## 5.4 Projeto do Estágio de Controle

O projeto do estágio de controle requer a utilização de três etapas:

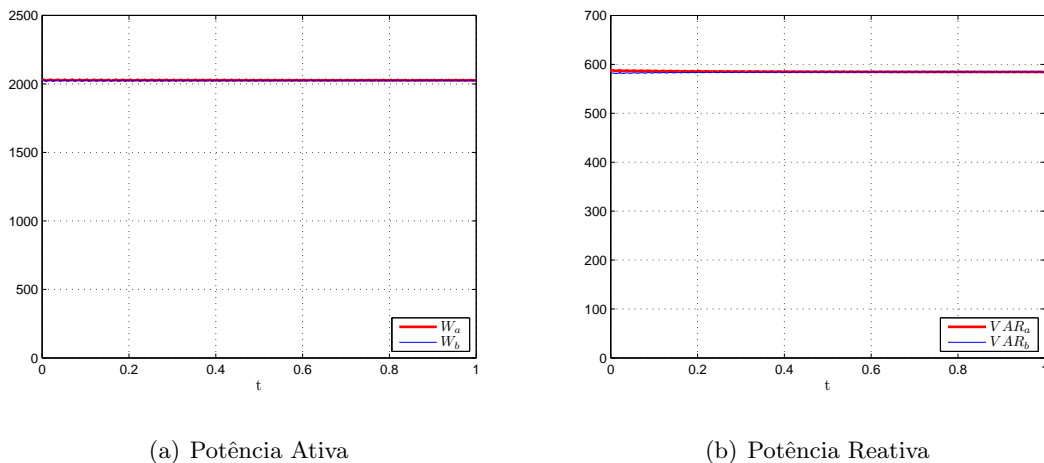
- ▷ Projeto dos controladores de potência;
- ▷ Projeto dos controladores de corrente média;
- ▷ Discretização dos controladores.

### 5.4.1 Projeto dos Controladores de Potência

Os controladores de potência, como mencionado anteriormente, não possuem modelo devido ao cálculo de valores eficazes das tensões de saída de cada inversor. Para tanto, esses compensadores foram obtidos via simulação. O controlador utilizado é do tipo *PI* de acordo com a seguinte equação:

$$C_P(s) = 0.10 \frac{1 + 0.02s}{0.02s} \quad (5.8)$$

O circuito de simulação utilizado é ilustrado na Figura 5.20. Os componentes considerados são os mesmos obtidos com o projeto do estágio de potência e são considerados ideais. Os resultados ilustrando as potências ativas e reativas processadas por ambos os inversores com modulação três níveis são ilustradas na Figura 5.19. As diferenças entre as tensões dos barramentos foi considerada 20 V. Além disso, foi utilizado um índice de modulação de 0.3743 para se obter a tensão nominal de saída.

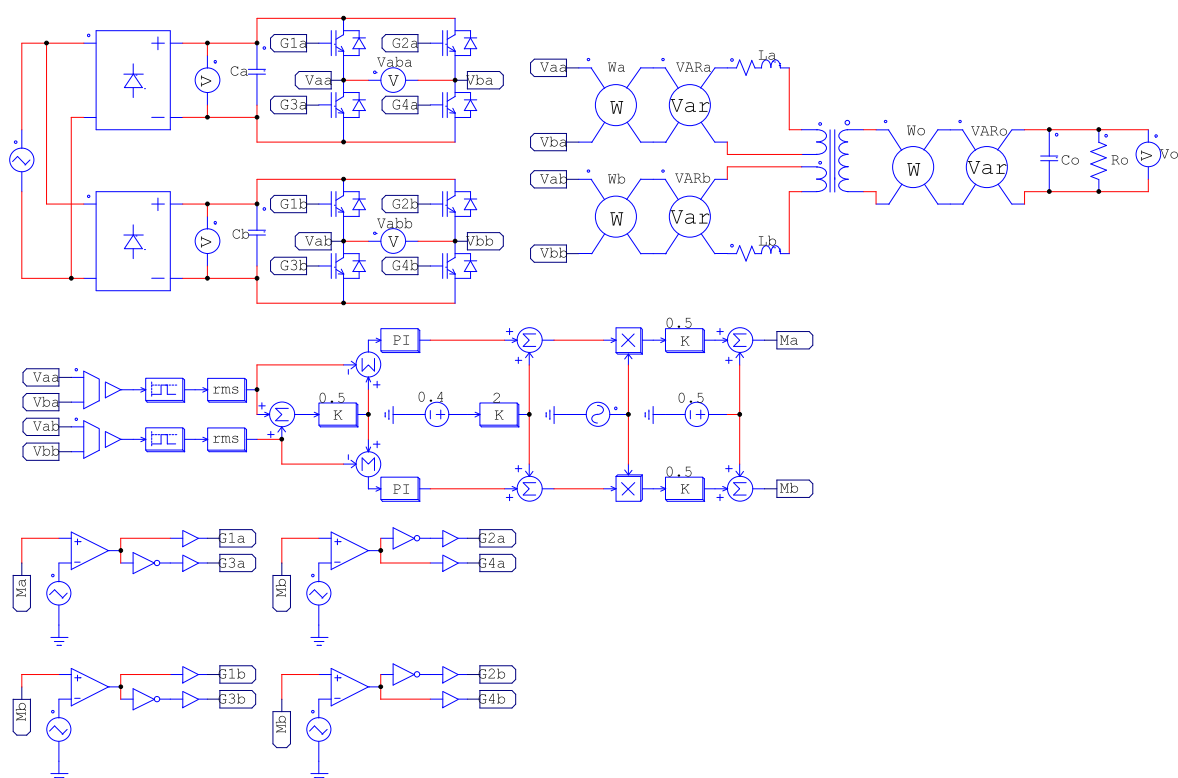


**Figura 5.19:** Resultados de simulação do inversor multinível implementado com controlador de potência.

O circuito de simulação utilizado para geração desses resultados é apresentado na Figura 5.20.

### 5.4.2 Projeto dos Controladores de Corrente Média

Para o projeto dos controladores de corrente média é necessário a inserção de algumas não-idealidades. Essas são: resistências dos indutores e indutâncias de dispersão, resistências de enrolamentos e indutâncias magnetizantes do transformador. Esses valores são refletidos



**Figura 5.20:** Circuito de simulação para projeto dos compensadores de potência.

aos enrolamentos primários do transformador e aplicados ao modelo apresentado no capítulo precedente.

Para utilizar o mesmo controlador para ambos os inversores três níveis considerar-se-á que o controlador é robusto e que os parâmetros são resultado da média geométrica dos parâmetros apresentados por cada planta. Para tanto, esses valores são dados segundo a Tabela 5.5. A técnica de projeto dos controladores de corrente é baseada no *Lugar Geométrico das Raízes* descrita em [23].

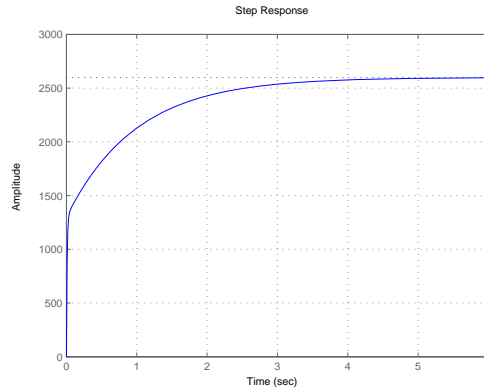
Parâmetros	Indutância [Valor]
Indutância de Acoplamento	1.1 mH
Resistência	114 mΩ
Indutância de Dispersão	17 μH
Resistência	3.0 mΩ
Indutância Magnetizante	57 mH

**Tabela 5.5:** Valores dos parâmetros do modelo da função de transferência de componente média de corrente.

Com esses valores de parâmetros, a função de transferência que descreve o comportamento da corrente de saída dos inversores três níveis em relação à razão cíclica é dada por (5.9).

$$\frac{I(s)}{D(s)} = \frac{17.83s + 35.85}{0.000131s^2 + 0.01372s + 0.01379} \quad (5.9)$$

A resposta ao degrau unitário desse sistema é ilustradas na Figura ??.



**Figura 5.21:** Resposta ao degrau de razão cíclica sobre função de transferência da corrente média.

Percebe-se, primeiramente, o comportamento superamortecido do sistema, aproximando-se a uma dinâmica de primeira ordem. Quantitativamente, o tempo de resposta apresentado foi de aproximadamente 3.17 s, tempo de subida de 1.58 s e valor em regime de aproximadamente 2.6 kA, lembrando que esse valor é referente a um degrau unitário na referência de razão cíclica

Para o projeto do controlador seguem as etapas:

- ▷ Inserção do pólo na origem;
- ▷ Determinação do zero do controlador via condição de ângulo do *Lugar Geométrico das Raízas* para os pólos desejados;
- ▷ Determinação do ganho via condição de módulo do *Lugar Geométrico das Raízas* para os pólos desejados;

Os pólos desejados são encontrados via especificações de controle. Para o presente caso utilizou-se o amortecimento ( $\zeta$ ) e tempo de resposta ( $t_{r_{5\%}}$ ) como tais parâmetros. O amortecimento utilizado é 0.70 e tempo de resposta compreendendo a metade do tempo apresentado pela resposta do sistema em malha aberta. Considerando que o sistema em malha fechada seja predominantemente de segunda ordem, tem-se a equação geral dos pólos das funções de



transferência desse tipo segundo (5.10).

$$s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2 = 0 \quad (5.10)$$

O parâmetro  $w_n$  pode ser calculado segundo:

$$t_{r_{5\%}} = \frac{3}{\zeta w_n} \quad (5.11)$$

Para o amortecimento e tempo de resposta especificados, os pólos desejados compreendem os valores de  $-1.8927 \pm 1.8927i$ . Para tanto, as três etapas para obtenção dos parâmetros do controlador são dadas pelos diagramas do *Lugar Geométrico das Raízes* apresentados na Figura 5.22. Vale lembrar que essas figuras foram escalonadas para melhor compreensão para leitura e entendimento do documento. Dessa forma, os possíveis pólos e zeros rápidos foram excluídos dos diagramas. No entanto, na fase de projeto verificou-se as condições de adequação às exigências de projeto.

O zero do controlador foi calculado sobre o ponto 8.7181 e o ganho é de 0.8085. A equação final do controlador a ser implementado é dada por:

$$C_C(s) = 0.8085 \frac{s + 8.7181}{s} \quad (5.12)$$

Para esse controlador, o diagrama pólo-zero do sistema em malha fechada é ilustrado na Figura 5.23.

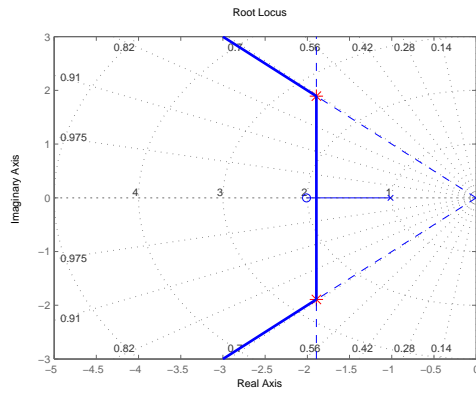
Com esse compensador proporcional-integral, a resposta ao degrau unitário e a resposta em frequência do sistema em laço aberta são mostrados na Figura 5.24.

De acordo com essa figura de mérito, obteve-se um tempo de resposta de  $1.97s$  e um tempo de subida de 0.57. A margem de fase apresentada pelo sistema em laço aberto foi de aproximadamente  $102^\circ$ .

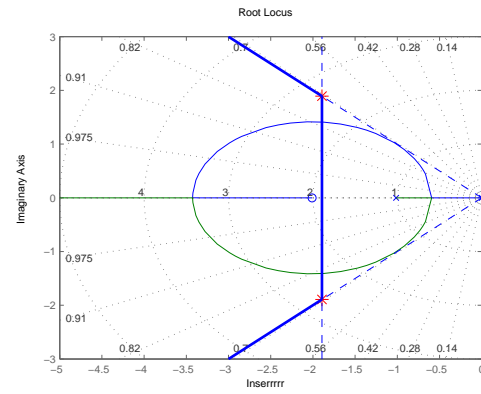
### 5.4.3 Discretização dos Controladores

O processo de discretização dos controladores utiliza o método de aproximação do tempo contínuo apresentado em [30]. Essa metodologia é válida quando o período de amostragem é relativamente pequeno comparando-se às constantes de tempo apresentadas pelas funções de transferências no tempo contínuo.

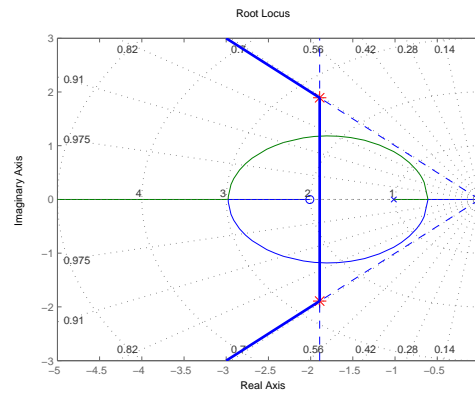
Para uma aproximação discreta do controlador contínuo, tem-se três equações aproximativas:



(a) Controlador Unitário

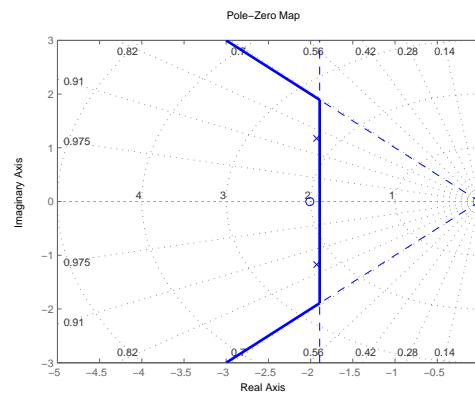


(b) Inserção do Pólo



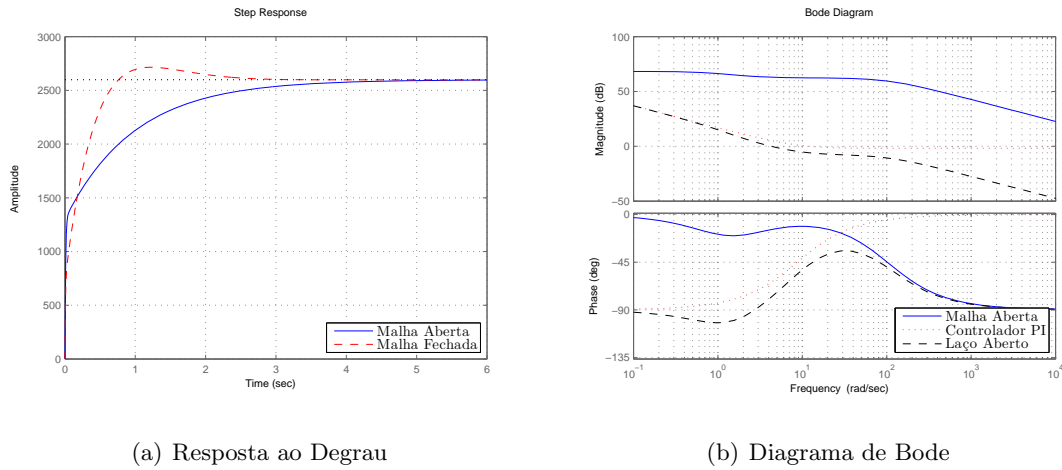
(c) Inserção do Zero

**Figura 5.22:** Etapas de determinação dos parâmetros do controlador via Lugar Geométrico das Raízes.



**Figura 5.23:** Diagrama pólo-zero obtido para o sistema em malha fechada.

- ▷ Diferenças discretas ou método de Euler;
- ▷ *ZOH* ou retentor de ordem zero;



**Figura 5.24:** Resposta ao degrau e Diagrama de Bode do sistema em laço aberto.

- ▷ Diferenças Backward;
- ▷ Aproximação de Tustin ou Bilinear;
- ▷ Mapeamento de pólos e zeros.

O método de Tustin será a aproximação utilizada no trabalho. Para tanto, a aproximação bilinear apresenta a equação de aproximação (5.13).

$$e^{sT_s} = \frac{1 + s\frac{T_s}{2}}{1 - s\frac{T_s}{2}} \quad (5.13)$$

Aplicando (5.13) nas equações dos controladores de potência (5.8) e de corrente média (5.12), obtém-se:

$$C_P(z) = \frac{0.1001z - 0.09994}{z - 1} \quad (5.14)$$

$$C_C(z) = \frac{0.8086z - 0.80840}{z - 1} \quad (5.15)$$

Com isso, a equação recursiva que descreve o comportamento do esforço de controle  $u$  e relação ao erro  $e$  apresentado por cada controlador é dada por:

$$u_P(z) = 0.1001e_P(z) - 0.09994e_P(z - 1) + u_P(z - 1) \quad (5.16)$$

$$u_C(z) = 0.8086e_C(z) - 0.80840e_C(z - 1) + u_C(z - 1) \quad (5.17)$$

É importante notar que, em ambos os controladores, todos os pólos e zeros estão inseridos dentro do semicírculo direito do círculo unitário, característica importante para se evitar o fenômeno de *ringing*.

## 5.5 O Processador TMS320F2808

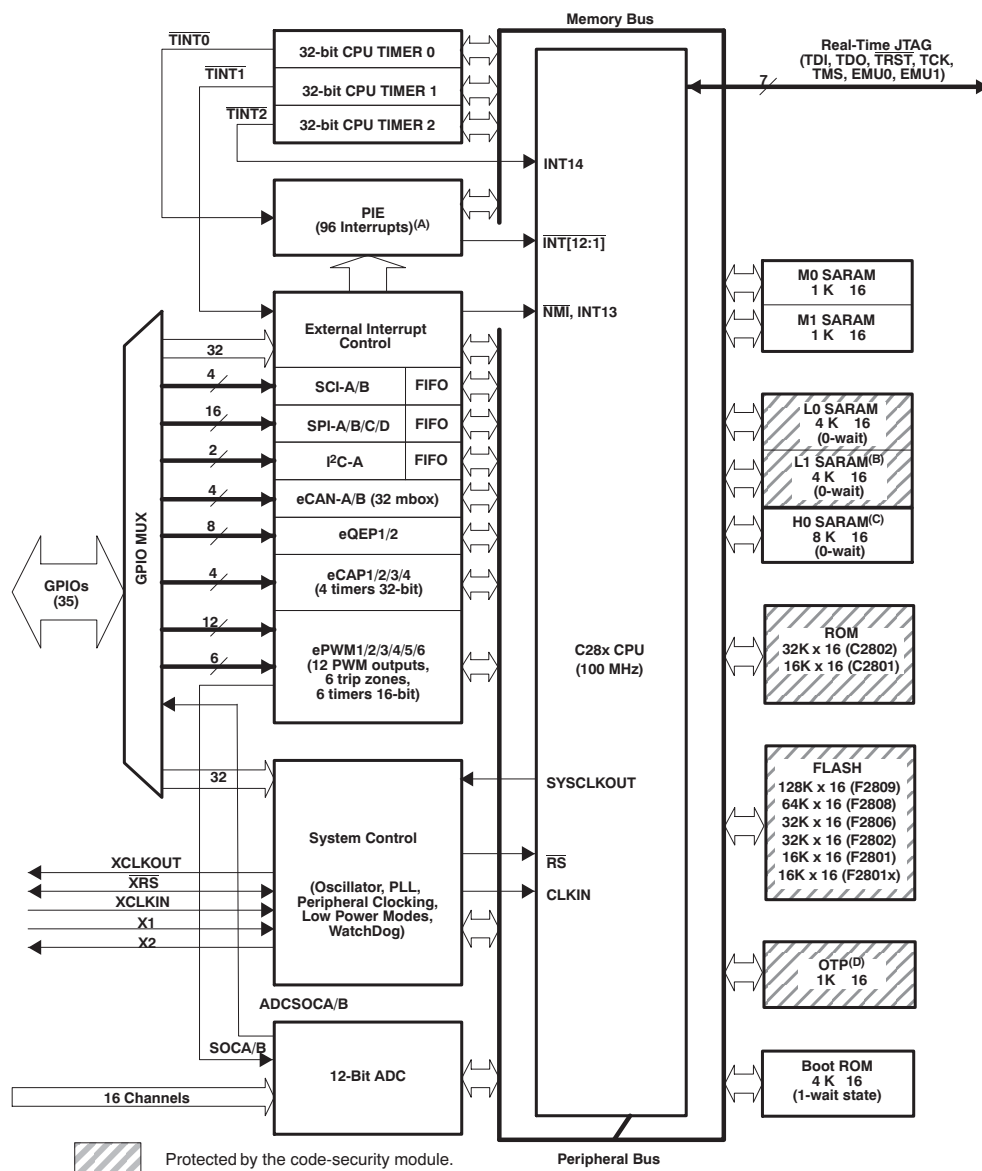
O processador utilizado para implementação do controlador do inversor é o modelo *TMS320F2808* 32-bit produzido pela *Texas Instruments* ([www.ti.com](http://www.ti.com)). É pertencente à família *C2000* a qual tem aplicações destinadas principalmente ao controle de motores, correção fator de potência e controle de sistemas ininterruptos de energia (*UPS - Uninterruptable Energy Systems*). Informações procedentes ao dispositivo podem ser encontradas em [31], [32], [33], [34], [35] e [36].

Sendo um processador, este processa dados seqüencialmente, lendo o próximo código de máquina da memória de programa e decodificando-o. Subseqüentemente, se necessário, dados da memória de dados são lidos e a instrução é executada e, posteriormente, o resultado é escrito na memória. Além disso, a característica de ser projetado para processamento matemático de dados digitais lhe dá o rótulo de processador digital de sinais, da sigla inglês *DSP* que significa *Digital Signal Processor*.

Concomitantemente ao processador, alguns periféricos encontram-se presentes no encapsulamento do componente. Como exemplos destes tem-se conversores analógico-digitais, moduladores *PWM*, temporizadores (*Timers*), interface serial como *I<sup>2</sup>C*, *SPI* e *CAN*. Tais características fornecem os elementos básicos para utilização desse componente em sistemas embarcados fornecendo as ferramentas necessárias para controle digital, supervisão e interface com outros equipamentos. O diagrama de bloco ilustrando os blocos funcionais do *DSP TMS320F2808* é mostrado na Figura 5.25.

Os blocos funcionais que foram utilizados no software responsável pelo controle do inversor e suas características podem ser resumidas como:

- ▷ **CPU:** Responsável pelo gerenciamento do fluxo do programa e execução das instruções do processo, execução das operações aritméticas e booleanas;
- ▷ **System control:** Bloco responsável pela configuração do oscilador, *PLL*, *Watchdog Timer*, configuração de modos especiais de operação como *Low Power* e gerenciamento da base de tempo para os periféricos;
- ▷ **H0,L0,L1,M0,M1 SARAM:** Espaços de memória volátil utilizados para carregamento do programa e de armazenamento temporário de dados;
- ▷ **FLASH:** Memória não-volátil reservada para armazenamento do programa fonte;
- ▷ **GPIO:** Conjunto de portas de entrada ou saída digitais. Normalmente são multiplexa-



- A. 43 of the possible 96 interrupts are used on the devices.  
 B. Not available in F2802, F2801, C2802, and C2801.  
 C. Not available in F2806, F2802, F2801, C2802, and C2801.  
 D. The 1K x 16 OTP has been replaced with 1K x 16 ROM for C280x devices.

**Figura 5.25:** Diagrama de blocos funcionais do TMS320F2808.

Fonte: [www.ti.com](http://www.ti.com)

das e podem exercer outras funções de periféricos internos de acordo com a configuração dos registradores de uso especial;

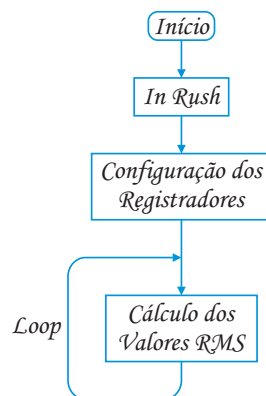
- ▷ **12-Bit ADC:** Conversor analógico digital de Bits;
- ▷ **32-Bit Timer 0,1,2:** *Timer* responsáveis por funções de temporização;

- ▷ **PIE:** Periférico para configuração e supervisão das interrupções geradas pelos periféricos;
- ▷ **ePWM:** Módulo responsável pela geração dos sinais *PWMs*.

## 5.6 Implementação Digital

O papel determinado ao processador é de realizar o controle, gerenciar a partida, monitoramento de variáveis e proteção do inversor. Tais função foram implementadas utilizando linguagem *Assembly*.

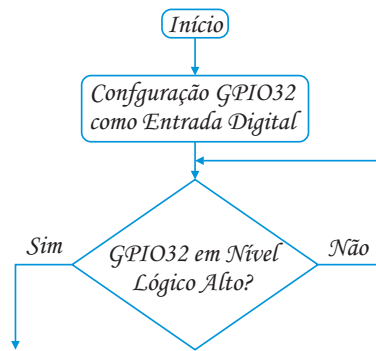
O programa principal inicia com o monitoramento do circuito de partida suave, seguido pela inicialização dos registradores do processador para configuração dos seus periféricos. No *Loop* infinito ocorre o cálculo do valor eficaz das variáveis de tensão de saída de cada inversor. Nesse laço, o software fica à mercê da interrupção do temporizador do modulador *PWM* para realizar os cálculos dos controladores. O diagrama de blocos simplificado dessa etapa é ilustrado na Figura 5.26.



**Figura 5.26:** Fluxograma do programa principal.

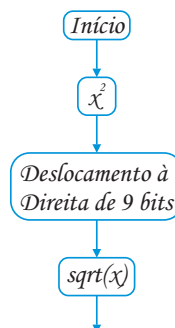
O monitoramento do circuito de pré-carga ocorre via porta digital. O sinal proveniente do circuito de partida é enviado ao processador. Esse sinal é responsável por habilitar os sinais de comando dos interruptores. Para realização dessa função, o software implementado segue o fluxograma da Figura 5.27.

O cálculo do valor *RMS* das variáveis de tensão inicia com o cálculo do valor quadrada da variável adquirida do conversor analógico-digital. Posteriormente a divisão pelo número de amostras é realizada a partir do deslocamento à direita de 9 bits, compreendendo uma divisão pelo valor de 512. Subseqüentemente, o cálculo da raiz quadrada termina o processo.



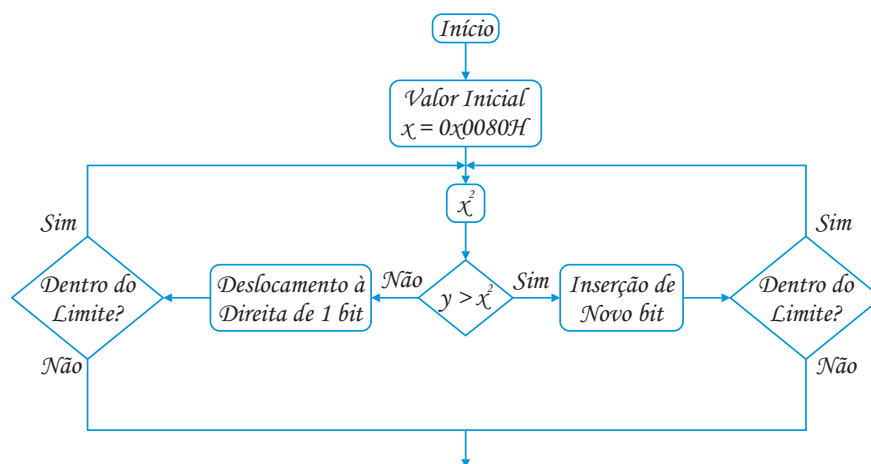
**Figura 5.27:** Fluxograma do sistema de partida.

O diagrama de blocos dessa rotina é apresentado na Figura 5.28.



**Figura 5.28:** Fluxograma para cálculo do valor RMS das tensões de saída dos inversores três níveis.

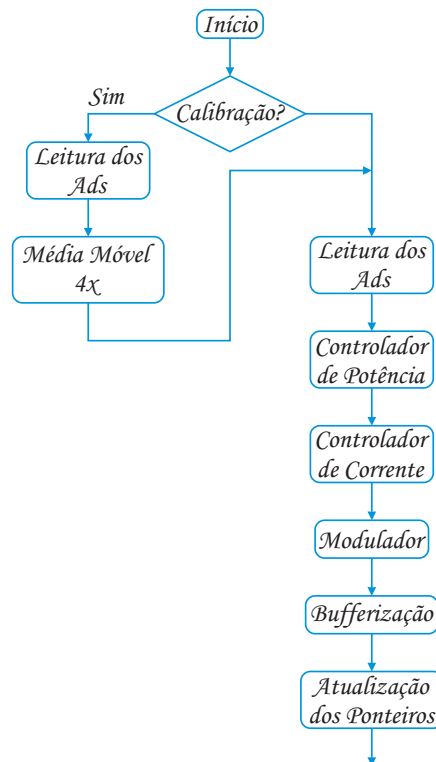
A rotina que implementa a função de raiz quadrada é baseada em [37], onde um valor inicial é dado para iniciar a iteração. Estas se dividem em rotinas de deslocamento e inserção de um novo bit. Para sua implementação foi utilizado a seqüência de blocos ilustrada no fluxograma da Figura 5.29.



**Figura 5.29:** Fluxograma para cálculo de raiz quadrada.

Com a chamada da interrupção do temporizador, o programa se desloca para a região de

memória de programa que inicializa com a calibração dos conversores *ADs*. Essa porção do programa é realizada na inicialização apenas. As linhas de código seguintes realizam a leitura dos dados analógicos com posterior cálculo dos compensadores. Esses sinais são enviados, então, ao modulador onde os pulsos de comando para os interruptores serão gerados. O processo de *bufferização* é implementado para verificação de variáveis internas para depuração do programa. Posteriormente, os ponteiros utilizados no software são atualizados. O fluxograma simplificado que descreve essas rotinas é ilustrado na Figura 5.30



**Figura 5.30:** Fluxograma para realização da rotina de controle.

## 5.7 Conclusões

A metodologia de projeto é apresentada para implementação prática do inversor. Primeiramente mostrou-se os requisitos necessários para o projeto dos componentes que constituiriam o circuito de potência do inversor. As especificações foram impostas e as equações deduzidas nos capítulos anteriores foram utilizadas para correto dimensionamento dos componentes, entre eles, capacitores de barramento, indutores e transformador de acoplamento e capacitor de saída. Como descrito, alguns componentes não foram dimensionados.

Os circuitos auxiliares tiveram seus circuitos mostrados e o esquemático completo dos





mesmos podem ser encontrados nas páginas que encontram-se anexas a esse documento. O projeto do controlador de corrente média também foi mostrado e a implementação do sistema de supervisão e controle realizado no *DSP* foi brevemente descrita.



---

---

## Capítulo 6

---

### Simulações e Resultados Experimentais

O capítulo precedente trata da metodologia de projeto do inversor multinível em estudo. Essa é realizada para correto dimensionamento dos componentes do circuito de potência, circuitos auxiliares e ajuste dos compensadores essenciais para correto funcionamento do inversor e adequação das especificações. Nesse capítulo mostrar-se-ão os resultados comparativos entre a simulação e os resultados experimentais obtidos em laboratório.

#### 6.1 Circuitos de Simulação

Os valores dos componentes dos circuitos de simulação são idênticos aos apresentados pelos esquemáticos do circuito implementado encontrado nos apêndices desse documento. Os valores dos coeficientes foram apresentados no capítulo de projeto dos controladores. Os atrasos presentes no circuito modulador são devido ao atraso proporcionado pela implementação digital e do tempo morto apresentado pelo *driver* do módulo de *IGBTs* a fim de promover a proteção contra curto de braço.

O circuito de simulação contendo o esquemático de potência com as pontes retificadoras, módulos inversores monofásicos em ponte completa, indutores de acoplamento, transformador, filtro de saída e resistor de carga bem como os medidores necessários para verificação e leitura de variáveis é ilustrado na Figura 6.1.



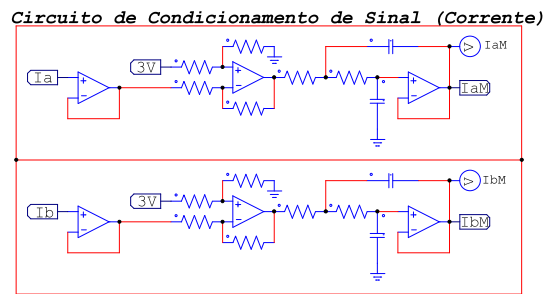


Figura 6.3: Circuito de simulação do circuito condicionador do sinal de corrente

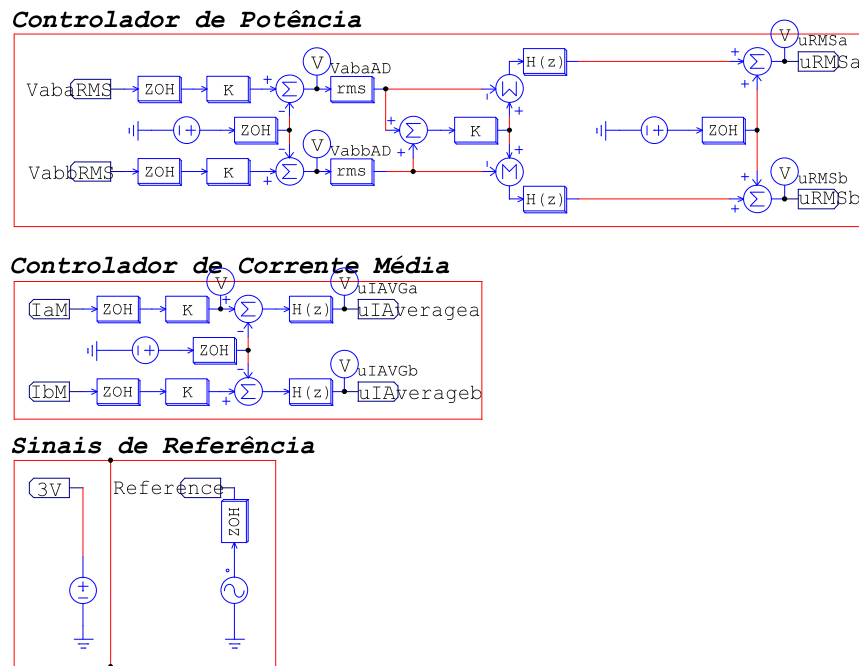


Figura 6.4: Diagrama de blocos de simulação dos controladores e sinais de referência

Por fim, o modulador contendo os moduladores *PWM* e os atrasos necessários, bem como as conexões das saídas dos controladores tem seu circuito de simulação dado pela Figura 6.5.

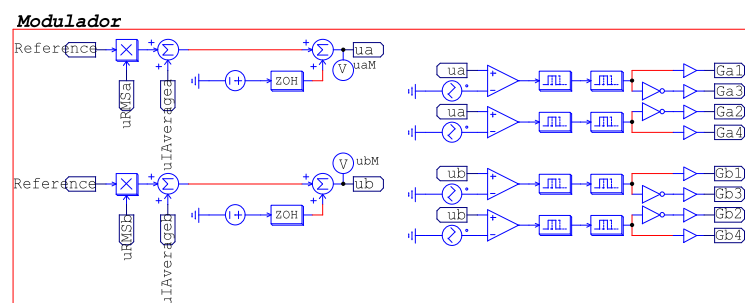


Figura 6.5: Circuito de simulação para o modulador

## 6.2 Protótipo

O protótipo implementado, montado para comprovação prática dos resultados, tem os seguintes módulos:

1. Módulo inversor *SKS 50F B6U+B2CI 10 V6* (Inversor a);
2. Módulo inversor *SKS 50F B6U+B2CI 10 V6* (Inversor b);
3. Sensores de corrente;
4. Sensores de tensão;
5. Circuito de limitação de corrente de partida;
6. Fonte auxiliar;
7. Kit de desenvolvimento *eZdsp F2808 USB*;
8. Circuito de condicionamento de sinal;
9. Circuito de *driver*;
10. Indutores de acoplamento;
11. Transformador de três enrolamentos;
12. Capacitor de filtragem.

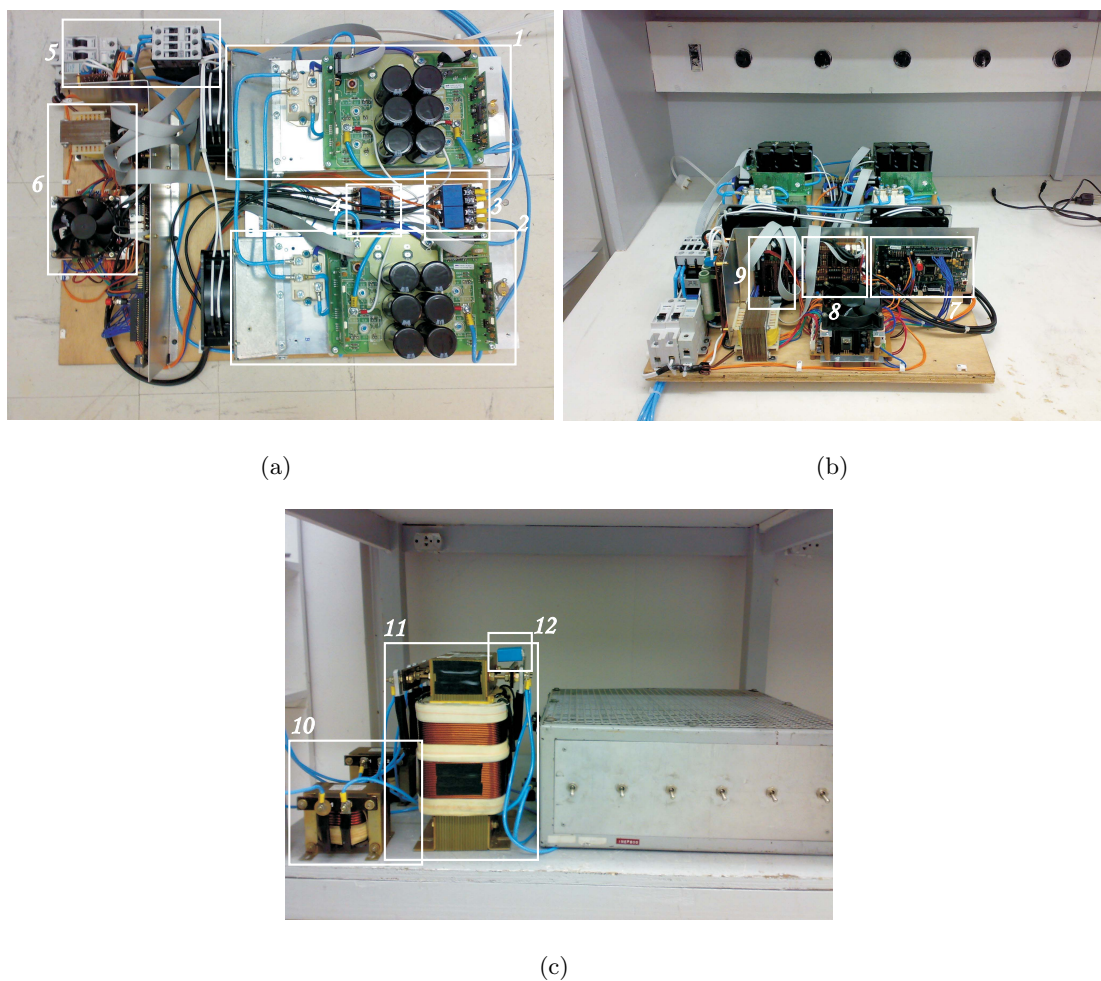
A Figura 6.6 traz a foto ilustrativa do inversor implementado e os blocos numerados indicando cada módulo funcional.

## 6.3 Resultados de Simulação e Experimentais

Os resultados serão apresentados agrupados segundo dois tipos de carregamento. Primeiramente carga puramente resistiva seguindo-se com carga não-linear (Retificador em ponte completa com filtro capacitivo). Deve-se salientar que todo o projeto foi realizado tendo o inversor uma carga puramente resistiva. Uma carga não-linear foi inserida apenas para fins de verificação.

Os resultados a serem analisados são:

- ▷ Tensão do barramento *CC*;
- ▷ Tensão de saída dos inversores com modulação três níveis;
- ▷ Correntes de saída de cada um destes inversores;



**Figura 6.6:** Fotos do inversor implementado com numeração dos blocos funcionais

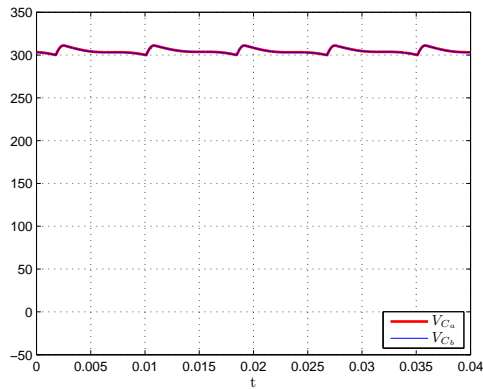
- ▷ Tensão virtual gerada pela soma dessas tensões individualmente;
- ▷ Tensão e corrente de carga;

### 6.3.1 Resultados para Carga Resistiva

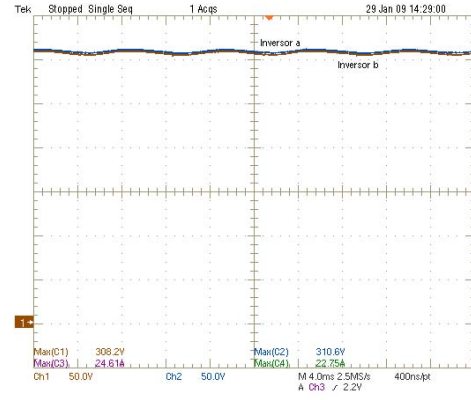
Para carga puramente resistiva, a tensão sobre o barramento  $CC$  do inversor tem formas de onda de simulação e experimental ilustradas na Figura 6.7.

Ambas as figuras apresentaram, aproximadamente, o mesmo valor médio, porém devido às diversas impedâncias parasitas presentes no circuito real, ocorreu a maior filtragem da tensão do barramento  $CC$  para o caso experimental, o que acarretou em uma menor ondulação de tensão nos terminais dos capacitores da saída da ponte retificadora.

Para as tensões de saída de cada inversor monofásico em ponte completa com modulação a três níveis, as formas de onda comparando os resultados de simulação e obtidos experimen-



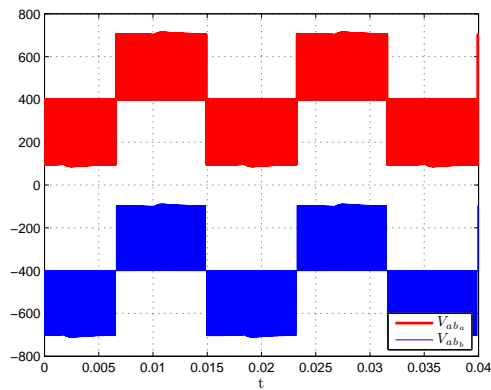
(a) Resultado de Simulação



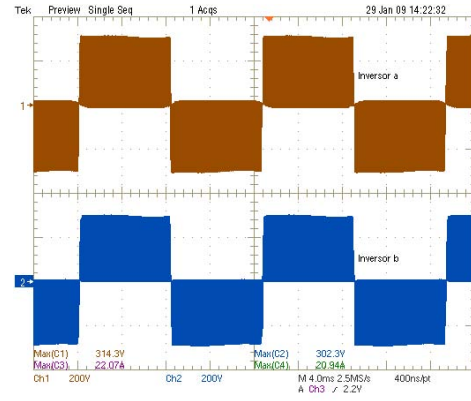
(b) Resultado Experimental

**Figura 6.7:** Formas de onda da tensão do barramento para carga resistiva

talmente em laboratório são dadas na Figura 6.8



(a) Resultado de Simulação



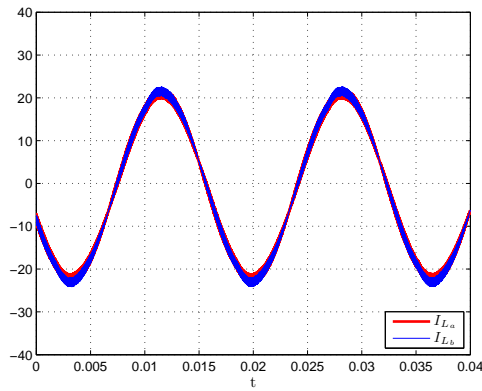
(b) Resultado Experimental

**Figura 6.8:** Formas de onda da tensão de saída dos inversores três níveis

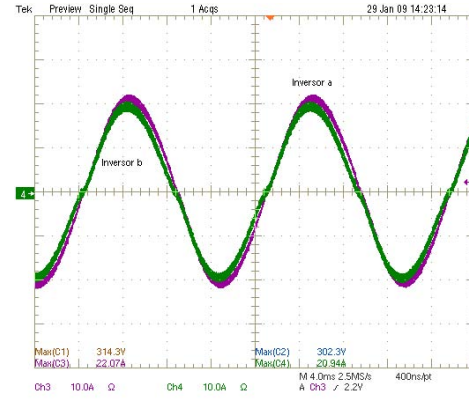
A corrente de saída de cada um desses inversores, individualmente, é ilustrada na Figura 6.9.

Nota-se por essa figura, a similaridade entre os resultados teóricos e reais com algumas observações a se fazer. Primeiramente os valores de pico entre cada um desses casos são muito similares. Além disso, percebe-se nos resultados experimentais uma pequena diferença entre as amplitudes das corrente processada por cada inversor. Isso devido a assimetria presente em cada um deles, já que não há mesma impedância no caminho desses inversores e suas tensões de saída não são exatamente iguais. A esse fenômeno também pode ser adicionado o fato da atuação do controle de potência sobre a estrutura do inversor multinível.





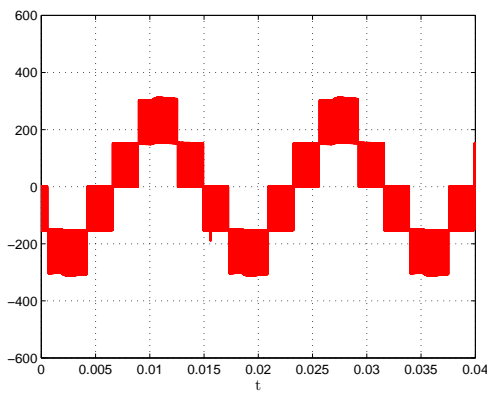
(a) Resultado de Simulação



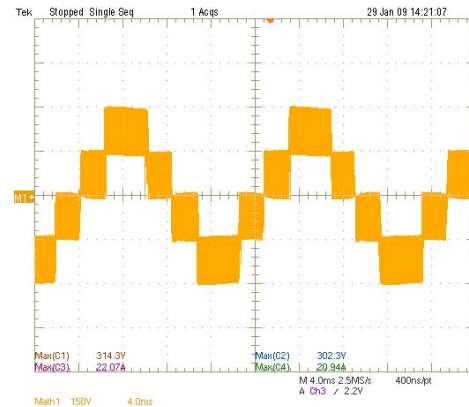
(b) Resultado Experimental

**Figura 6.9:** Formas de onda da corrente de saída dos inversores três níveis

Para ilustrar os níveis apresentados na saída do inversor somou-se as tensões de saída dos inversores três níveis através de uma ferramenta matemática presente no osciloscópio. O mesmo foi realizado para a simulação. Essa alternativa é necessária pois não existe pontos de medição para aquisição de tal variável. Suas formas de onda são ilustradas na Figura 6.10.



(a) Resultado de Simulação



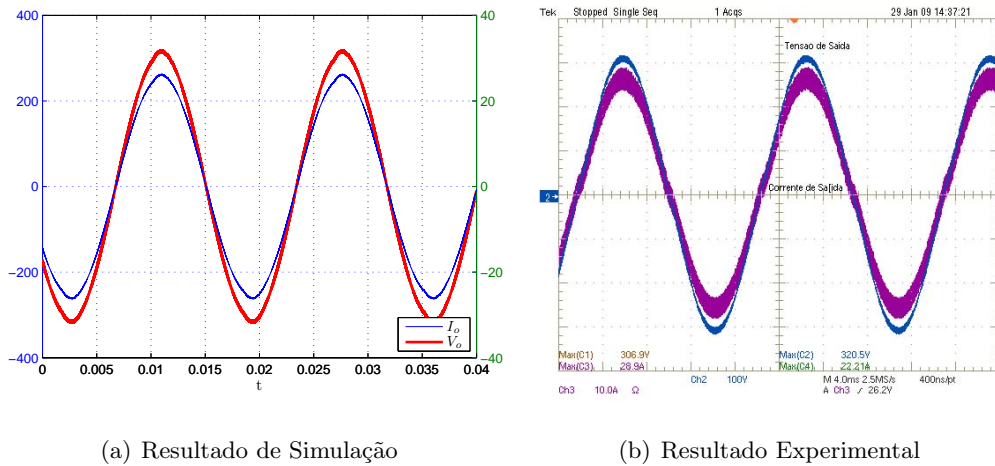
(b) Resultado Experimental

**Figura 6.10:** Formas de onda da tensão de saída dos inversores três níveis combinadas

Para a tensão e corrente apresentada na carga conectada aos terminais de saída do inversor multinível via acoplamento magnético tem-se as formas de onda dadas na Figura 6.11

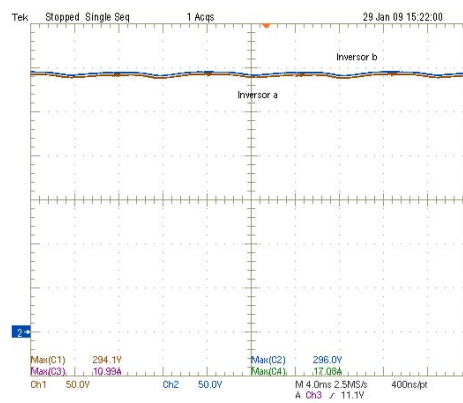
### 6.3.2 Resultados para Carga Não-Linear

A carga não-linear é apresentada aqui apenas para comprovar o funcionamento do inversor. O carregamento foi projetado de forma a se ter uma corrente de pico processada por



**Figura 6.11:** Formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor multinível

cada inversor três nível aproximadamente com o mesmo valor daquele apresentado para carga resistiva. O valor do capacitor do barramento é de  $12000 \mu\text{F}$  e a carga de  $120 \Omega$ . Primeiramente, as tensões apresentadas pelo barramento capacitivo da entrada dos inversores são mostradas nas formas de onda da Figura 6.12.

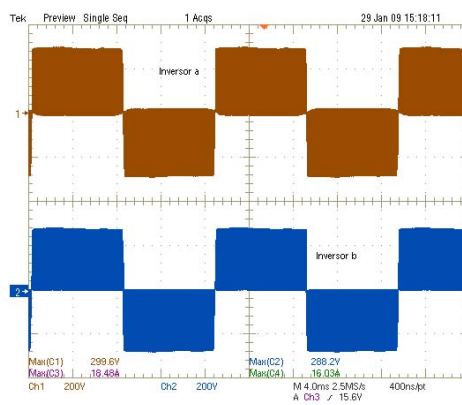


**Figura 6.12:** Formas de onda da tensão do barramento para carga não-linear

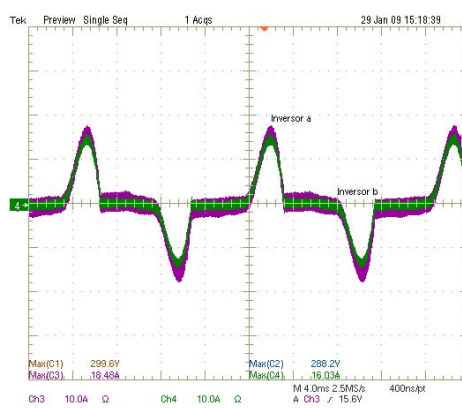
As tensões de saída, as quais apresentam a característica três níveis, de cada inversor monofásico em ponte completa são mostradas na Figura 6.13.

As correntes de saída, enfatizando o fato da grande quantidade de distorção harmônica, são dadas pela Figura 6.14.

A combinação entre as tensões da Figura 6.13, de acordo com o apresentado nos capítulos anteriores, proporciona como resultado, uma forma de onda com cinco níveis, estes responsáveis pela diminuição do conteúdo de componentes harmônicas na variável de tensão de saída do inversor resultante da associação. Através da função matemática proporcionada

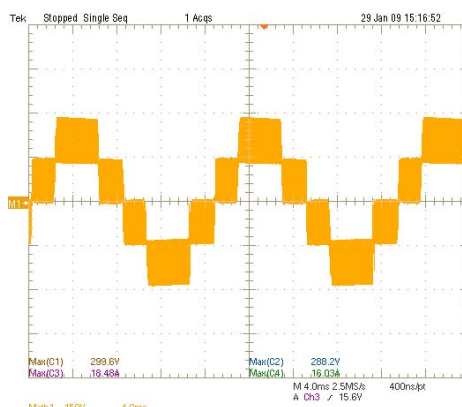


**Figura 6.13:** Formas de onda da tensão de saída dos inversores três níveis



**Figura 6.14:** Formas de onda da corrente de saída dos inversores três níveis

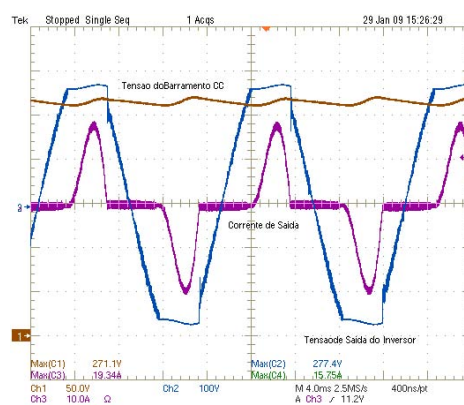
pelo osciloscópio utilizado ne obtenção dos resultados experimentais tem-se, na Figura 6.15, a tensão virtual de saída do inversor multinível em estudo.



**Figura 6.15:** Formas de onda da tensão de saída dos inversores três níveis combinadas

Por fim, as formas de onda da tensão e corrente nos terminais de saída do inversor juntamente com a tensão imposta sobre a carga resistiva do retificador é ilustrada na Figura 6.16.

Percebe-se claramente a distorção na tensão de saída causada pela forma de onda da



**Figura 6.16:** Formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor multinível

corrente drenada do inversor multinível pelo retificar da carga. Uma possível proposta de solução para esse caso é a inserção de uma malha de controle de tensão de saída tal qual aquelas utilizadas em inversores tradicionais.

## 6.4 Conclusões

A metodologia de projeto apresentada no capítulo anterior levou à construção de um protótipo a fim de comprovar os resultados apresentados pelo circuito de simulação. Os resultados entre a experimentação em laboratório e àqueles obtidos pelo simulador foram, de acordo com as formas de onda mostrada, muito similares.

Com isso, é importante explicitar a validade da análise teórica apresentada durante todo o trabalho tanto no processo para estudo do funcionamento da estrutura quanto o equacionamento realizado para dimensionamento dos componentes que compõem o circuito de potência do inversor multinível.

---

## Conclusões

A baixa distorção harmônica na tensão de saída dos inversores multiníveis bem como a sua aplicabilidade em sistemas de alta potência e média tensão, como foi visto nos primeiros capítulos deste trabalho, fez-se um nicho atrativo para a pesquisa nessa área de concentração. Com isso, justifica-se a procura por alternativas às tradicionais como o inversor *NPC*, *Flying Capacitor* e *Cascade*. A estrutura proposta faz uso de dois inversores monofásicos em ponte completa conectados via acoplamento magnético por um transformador de três enrolamento onde dois destes são conectados aos terminais de cada saída dos inversores com modulação *PWM* três níveis e o terceiro enrolamento é conectado à carga.

Verificou-se, com modulação *PWM* senoidal *phase-shift* pode-se deslocar as harmônicas de alta frequência para uma frequência duas vezes maior àquela apresentada por um inversor monofásico em ponte completa com esse mesmo tipo de modulação. Um estudo analítico criterioso foi realizada a partir da versão três níveis e estendida, posteriormente, ao caso do inversor estudado. Simulações foram comparadas com tais resultados para sua devida comprovação.

Devido ao tipo de conexão entre os inversores, é necessária a inserção de uma impedância para que não haja circulação de componentes de corrente em alta frequência entre os mesmos. Com isso, o cálculo de um indutor de acoplamento, o qual realizada essa função, foi proposto. Além disso, esse mesmo componente passivo foi utilizado para filtragem da corrente de saída. Essa manipulação matemática foi baseada no *Circuito Equivalente Thevenin*.

Além dessa componente de alta frequência, a conexão entre os inversores promove a troca

de potência ativa e reativa entre ambos. Tal fato deve ser evitado já que se deseja que toda a potência processada por cada conversor  $CC-CA$  seja integralmente entregue a carga. Uma metodologia simples e baseada no controle por valores eficazes da tensão de saída dos inversores em ponte completa.

Outra malha de controle também foi necessária para implementação do protótipo. Esses compensadores foram utilizados para limitar a componente média de corrente presente nos enrolamentos do transformador conectados a cada inversor monofásico em ponte completa. Tais malhas tornam-se imprescindíveis devido à presença do elemento magnético que pode atingir a saturação caso essa componente média de corrente atinja determinado nível.

Para implementação prática, uma metodologia de projeto foi proposta visando principalmente o dimensionamento dos componentes como capacitor de barramento, indutores de acoplamento, transformador e capacitor de filtragem. Os demais componentes foram verificados via resultados de simulação. Os controladores responsáveis pelo balanço de potência foram ajustados via simulação devido às dificuldades encontradas na determinação de um modelo preciso para o circuito real. Para a malha de corrente média um projeto de um compensador proporcional-integral utilizando o *Lugar Geométrico das Raízes* foi exposto.

Por fim, os resultados de simulação e experimentais foram mostrados de forma comparativa. A proximidade entre ambos ficou clara com as principais formas de onda retiradas do circuito de simulação e medidas do protótipo. A validade da análise teórica e da metodologia de projeto ficou assim validada.

As diversas topologias oriundas do circuito proposta ainda podem ser objetivo de estudos futuros na área de inversores multiníveis bem como a procura por estratégias de controle de potência ativa e reativa mais apuradas e que forneçam um modelo preciso da planta utilizada. As versões trifásicas também tornam-se importantes principalmente para aplicação em acionamento de máquinas elétricas rotativas.

---

## Referências Bibliográficas

- [1] Bin Wu. *High-Power Converters and AC Drivers*. John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [2] José Rodríguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume 49(*N*<sup>o</sup> 4):Pages 724–738, August 2002.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [4] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2003.
- [5] Denizar Cruz Martins and Ivo Barbi. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. Edição dos Autores, 2005.
- [6] Denizar Cruz Martins. Semicondutores de potência controlados, conversores cc-cc isolados e conversores cc-cc a tiristor (comutação forçada). Apostila, Maio 2006.
- [7] Richard H. Baker and Bedford Mass. Bridge converter circuit. United States Patent, May 1979. Patent *N*<sup>o</sup> 4270163.
- [8] Henrique A. C. Braga and Ivo Barbi. Conversores estáticos multiníveis - uma revisão. In *SBA Controle e Automação*, volume Volume 11, pages Pages 20–28, Janeiro/Fevereiro/Março/Abril 2000.
- [9] Takafumi Maruyama and Masayoshi Kumano. New pwm control method for a three-level inverter. In *Proceedings of IPEC*, pages Pages 870–877, 1990.

- [10] William E. Boyce and Richard C. DiPrima. *Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno*. LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A., 1998.
- [11] Harold S. Black. *Modulation Theory*. Van Nostrand Reinhold Company, 1953.
- [12] S. R. Bowes and B. M. Bird. Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters. In *IEEE Proceedings*, volume Volume 122, pages Pages 507–513, May 1975.
- [13] W. R. Bennett. New results in the calculation of modulation products. *The Bell System Technical Journal*, Volume 20( $N^{\circ}$  2):Pages 199–221, April 1941.
- [14] Earl D. Rainville. *Special Functions*. The Macmillan Company, 1963.
- [15] Peter W. Hammond. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drivers. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Volume 33( $N^{\circ}$  1):Pages 202–208, January/February 1997.
- [16] Mikhail Polieoktovich Kostenko and L. M. Piotrovski. *Máquinas Eléctricas*. Lopes da Silva Editora, 1979.
- [17] João Pedro Assumpção Bastos. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*. Editora da UFSC, 2004.
- [18] James W. Nilsson and Susan A. Riedel. *Circuitos Eléctricos*. LTC - Livros Técnicos e Científicos Editora S. A., 2001.
- [19] Praba Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw Hill, 1993.
- [20] Fernando Haeming Gerent. Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- [21] Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. Chapman & Hall, 1997.
- [22] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emani-Naeim. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley Publishing Company, 1994.
- [23] Chi-Tsong Chen. *Analog and Digital Control System Design: Transfer-Function, State-Space and Algebraic Methods*. Sauders College Publishing, 2006.



- 
- [24] Sidnei Noceti Filho. *Filtros Seletores de Sinais*. Editora da UFSC, 2003.
- [25] Colonel Wm. T. McLyman. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [26] Semikron. *SEMISTACK-IGBT Single-phase inverter SKS 50 B6U+B2CI 10 V6*, November 2005.
- [27] Ivo Barbi. *Eletrônica de Potência*. Edição do Autor, 2002.
- [28] Ivo Barbi. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Edição do Autor, 2001.
- [29] Adel S. Sedra and Kenneth Smith. *Microeletrônica*. Pearson Education do Brasil, 2000.
- [30] Karl Johan Astrom and Bjorn Wittenmark. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall Information and System Sciences Series, 2005.
- [31] Spectrum Digital, Inc. *eZdsp<sup>TM</sup> F2808 USB Technical Reference*, October 2005.
- [32] Texas Instruments. *Getting Started With TMS320C28x Digital Signal Controllers*, May 2007.
- [33] Texas Instruments. *TMS320C28x Assembly Language Tools User's Guide*, October 2007.
- [34] Texas Instruments. *TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide*, August 2001.
- [35] Texas Instruments. *TMS320F2808 Data Manual*, September 2007.
- [36] Texas Instruments. *TMS320x28xx, 28xxx DSP Peripheral Reference Guide*, October 2007.
- [37] Ross M. Fosler. *Fast Integer Square Root*. Microchip Technology Inc., 200.
- [38] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Volume 1A(Nº 5):Pages 518–523, September/October 1981.
- [39] Thierry A. Meynard and Henry Foch. Multi-level choppers for high voltage applications. *European Power Electronics Drivers Journal*, Volume 2(Nº 1), March 1992.
- [40] Ferrel G. Stemler. *Introduction to Communication Systems*. Addison-Wesley Publishing, 1990.

- 
- [41] Arthur E. Fitzgerald, Charles Kingsley, and Stephen D. Umans. *Máquina Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência*. Bookman, 2008.
- [42] Matthew N. O. Sadiku. *Elements of Eletromagnetics*. Oxford University Press, 1995.
- [43] Howard Anton, Irl Bivens, and Stephen Davis. *Cálculo*, volume II. Bookman, 2007.
- [44] Chi-Tsong Chen. *Systems and Signal Analysis*. Oxford University Press, 1994.

---

---

# Apêndice A

---

## Diagramas Esquemáticos

A seguir são mostrados os diagramas esquemáticos dos circuitos auxiliares utilizados para implementação do inversor cinco níveis com acoplamento magnético de inversores com modulação três níveis.

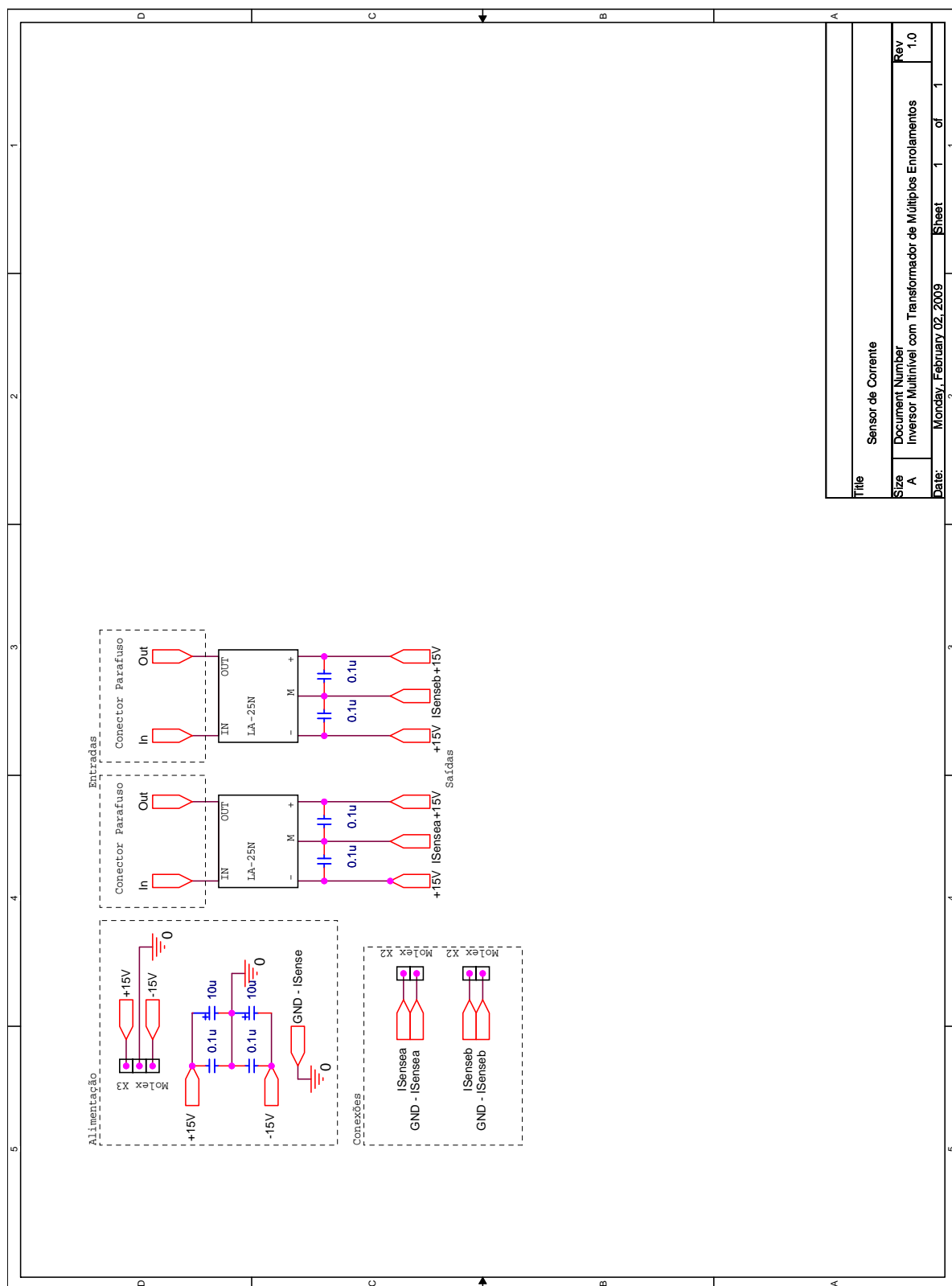


Figura A.1: Circuito para para sensoramento do sinal de corrente

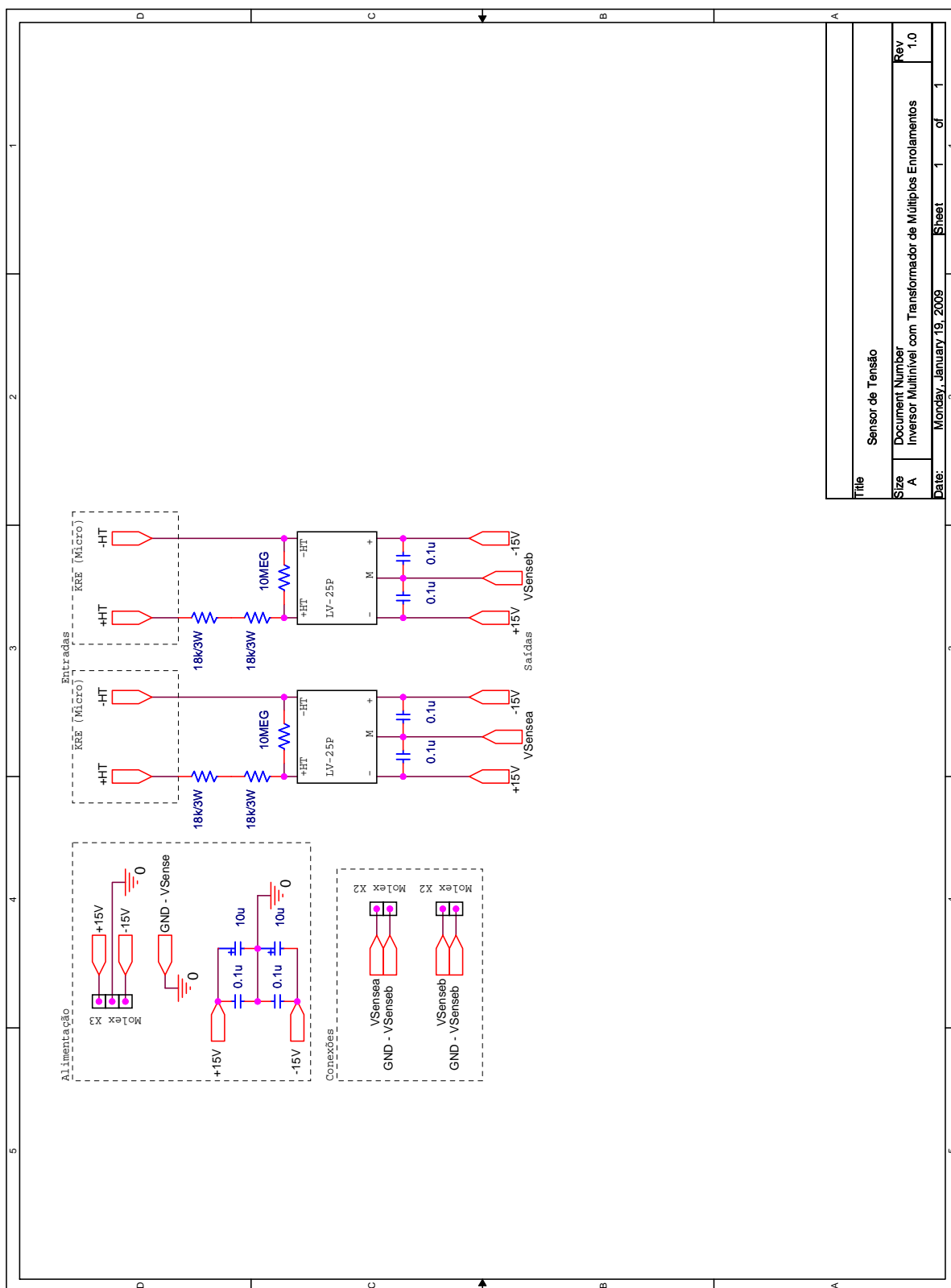
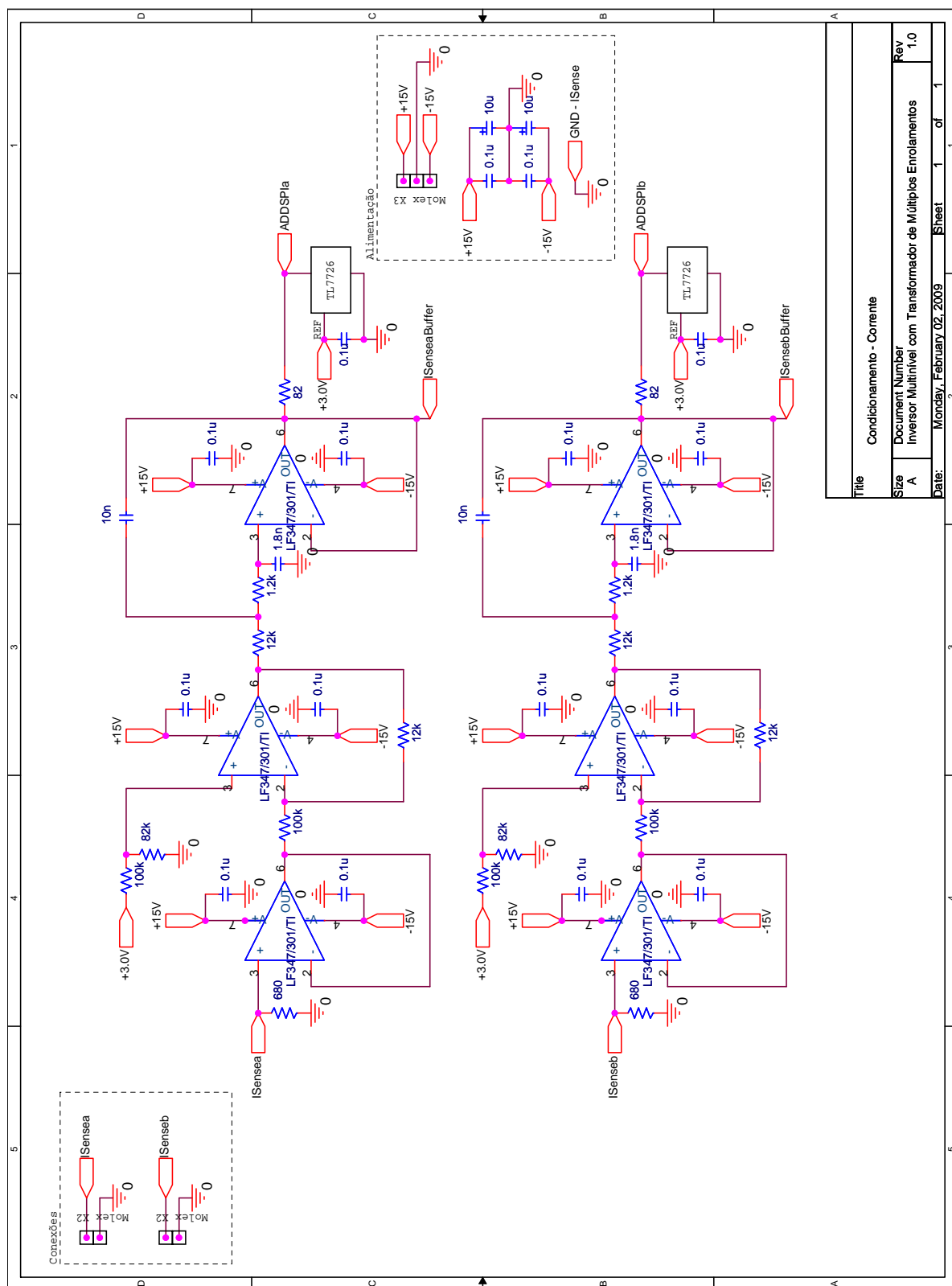


Figura A.2: Circuito para para sensoramento do sinal de tensão



**Figura A.3:** *Circuito para condicionamento do sinal de corrente*

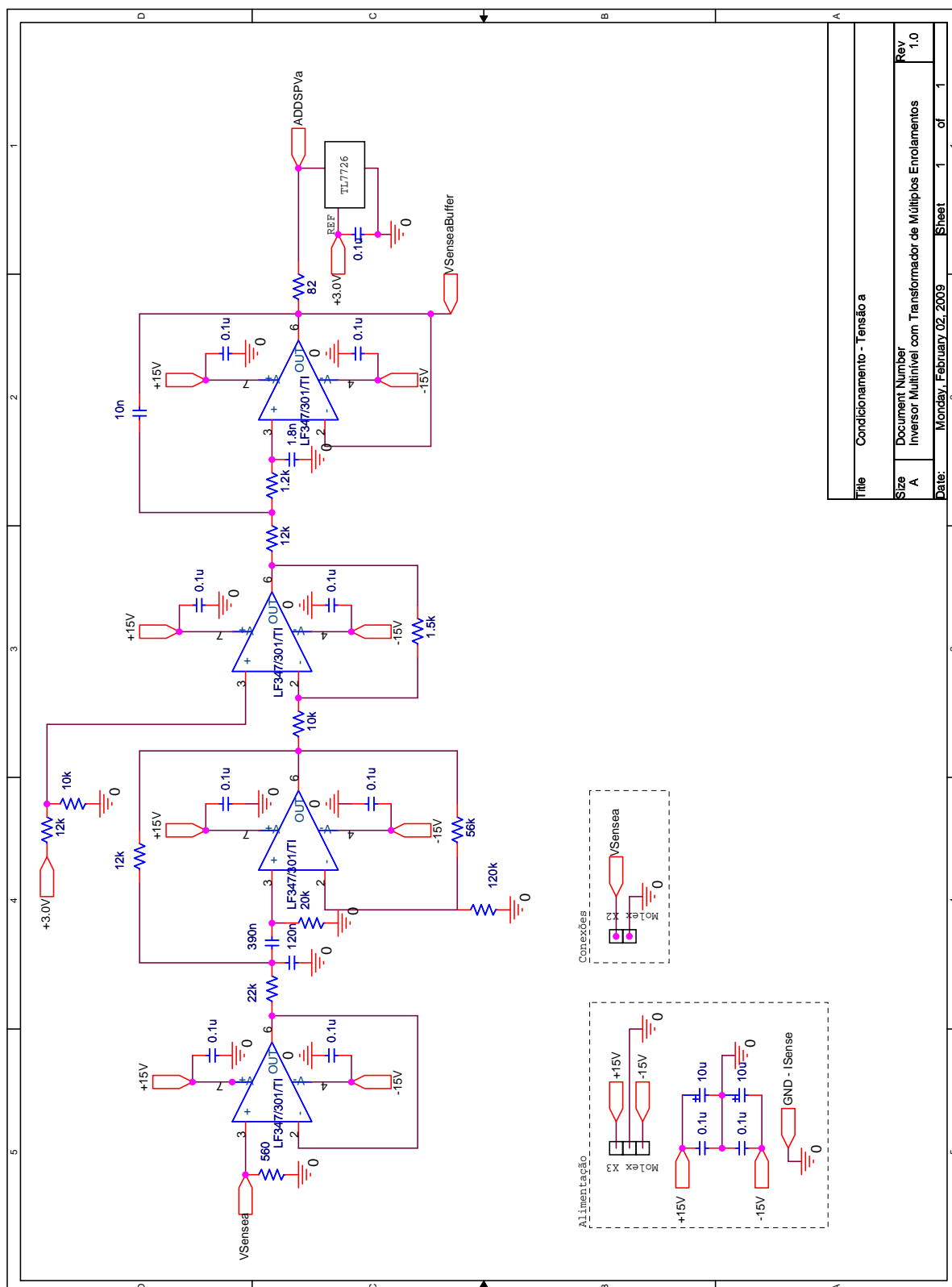
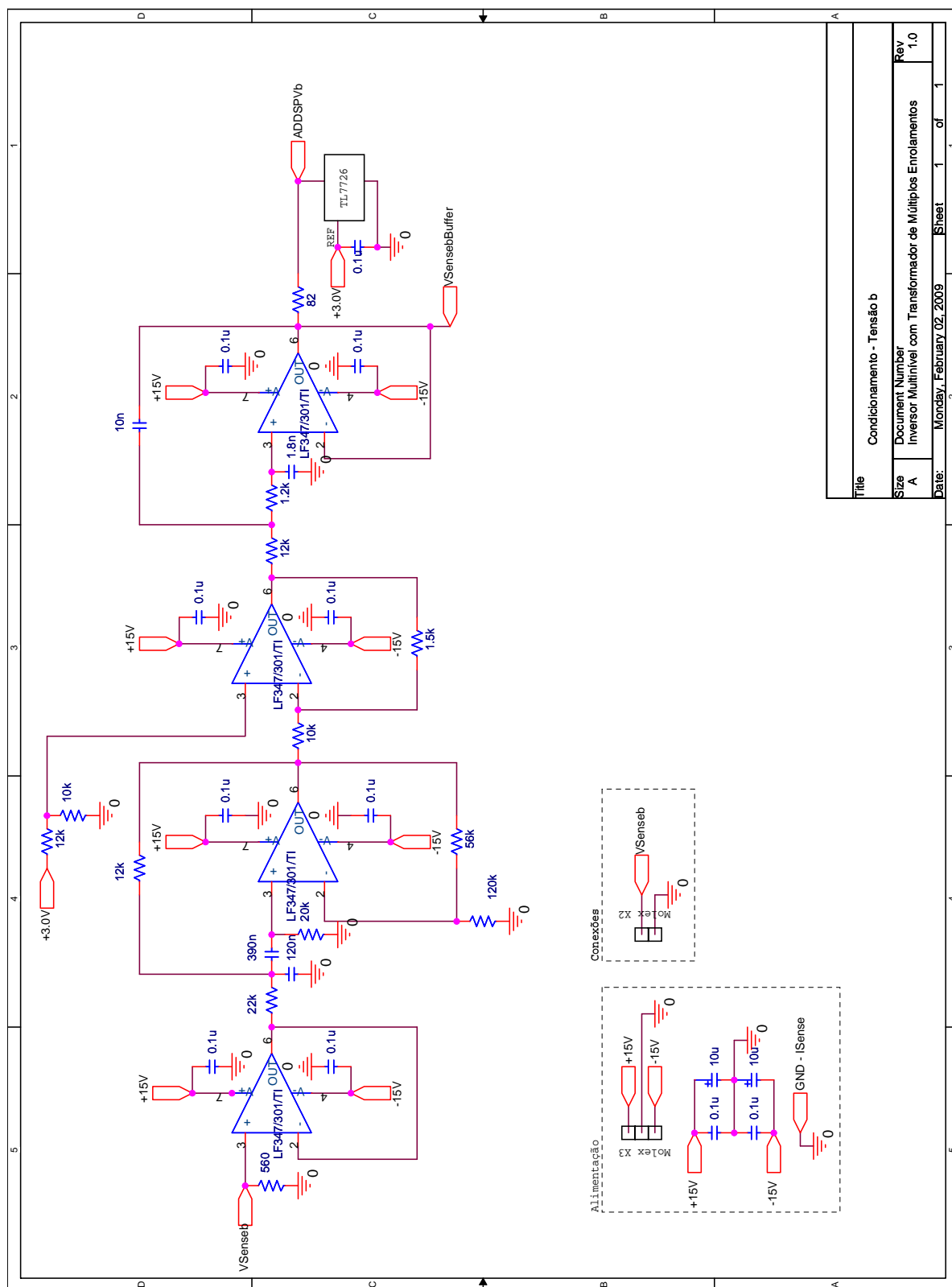


Figura A.4: Circuito para condicionamento do sinal de tensão do inversor a



**Figura A.5:** Circuito para condicionamento do sinal de tensão do inversor b



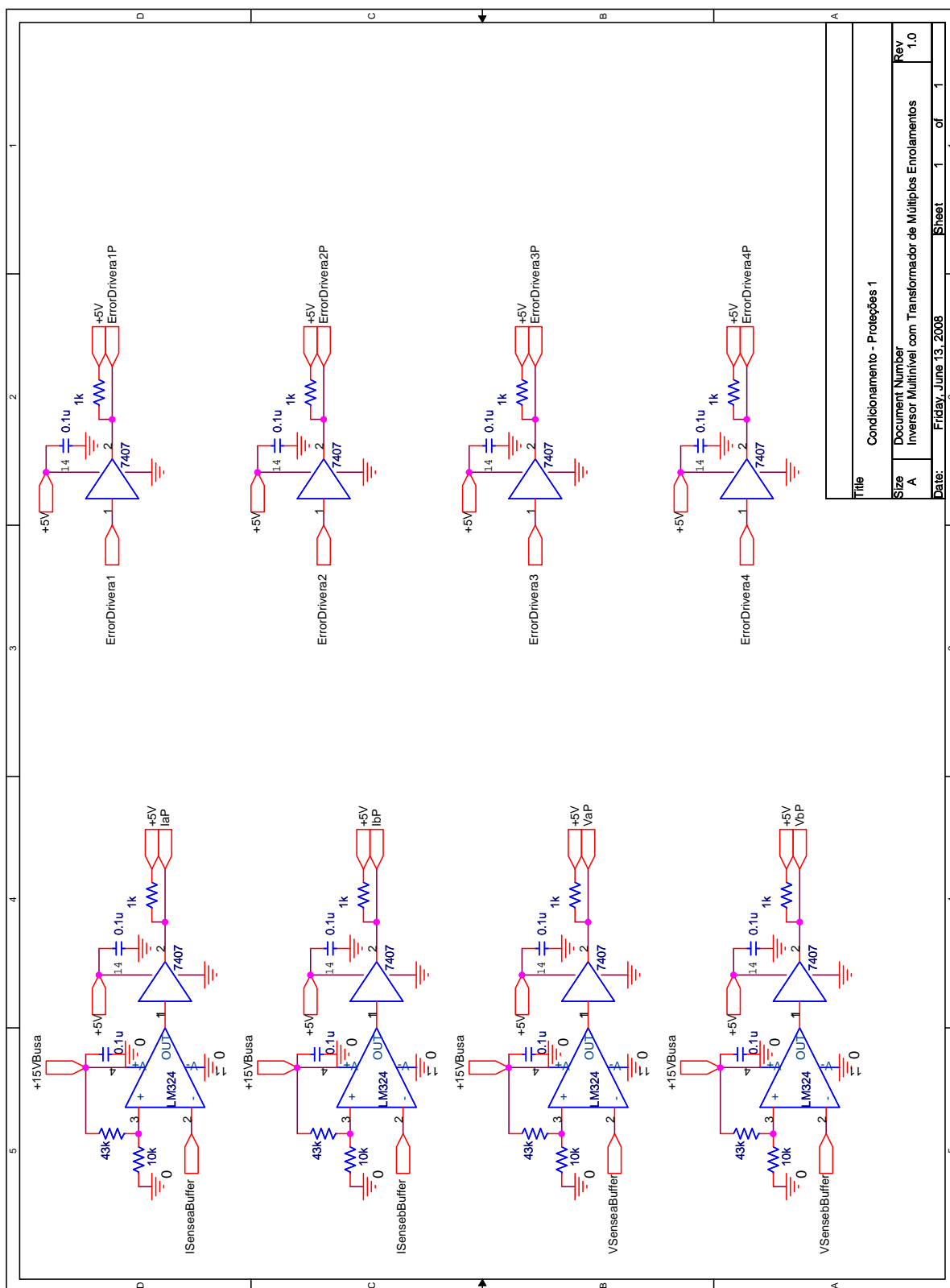


Figura A.6: Circuito para condicionamento dos sinais de proteção

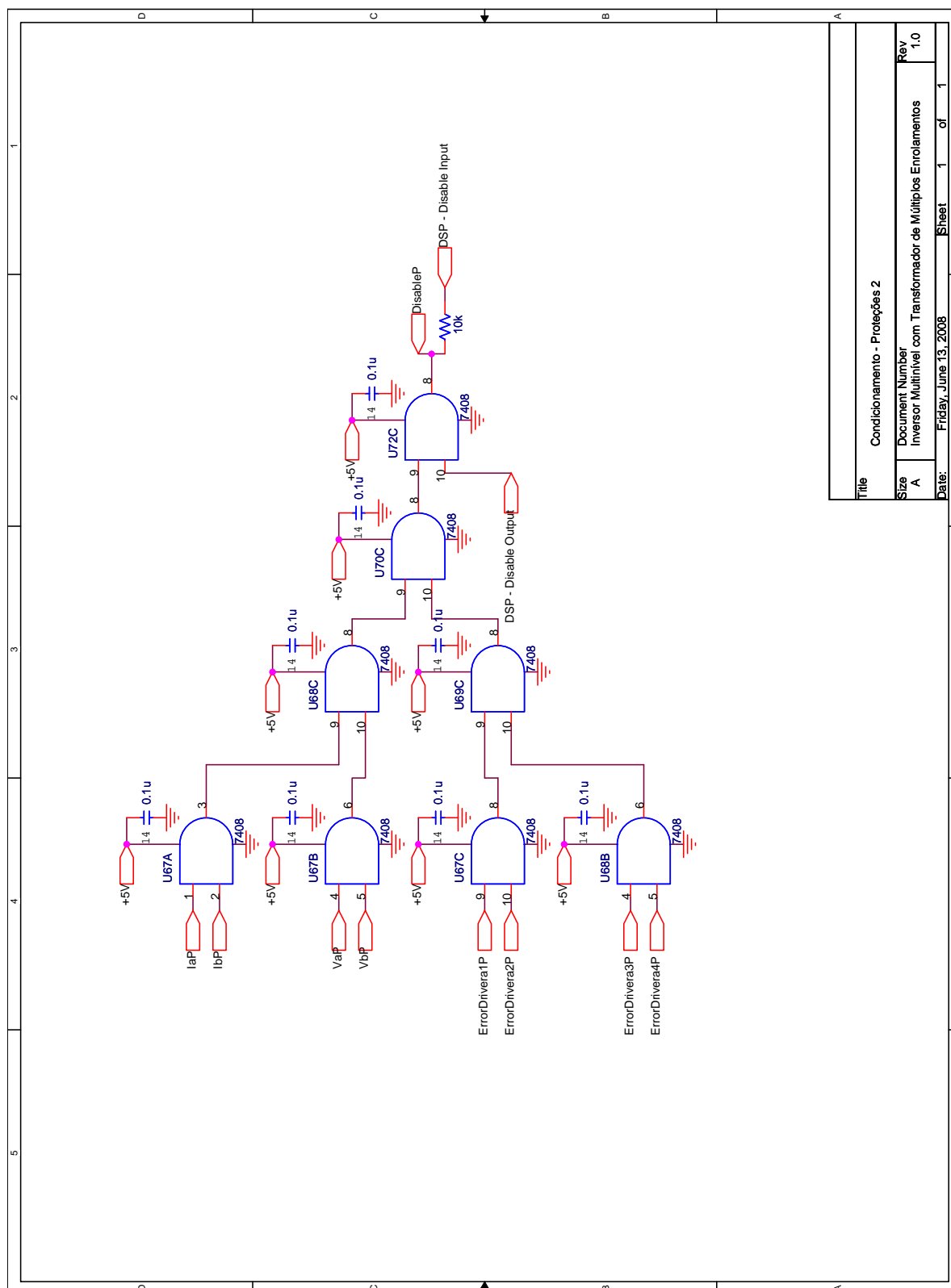


Figura A.7: Circuito para condicionamento dos sinais de proteção

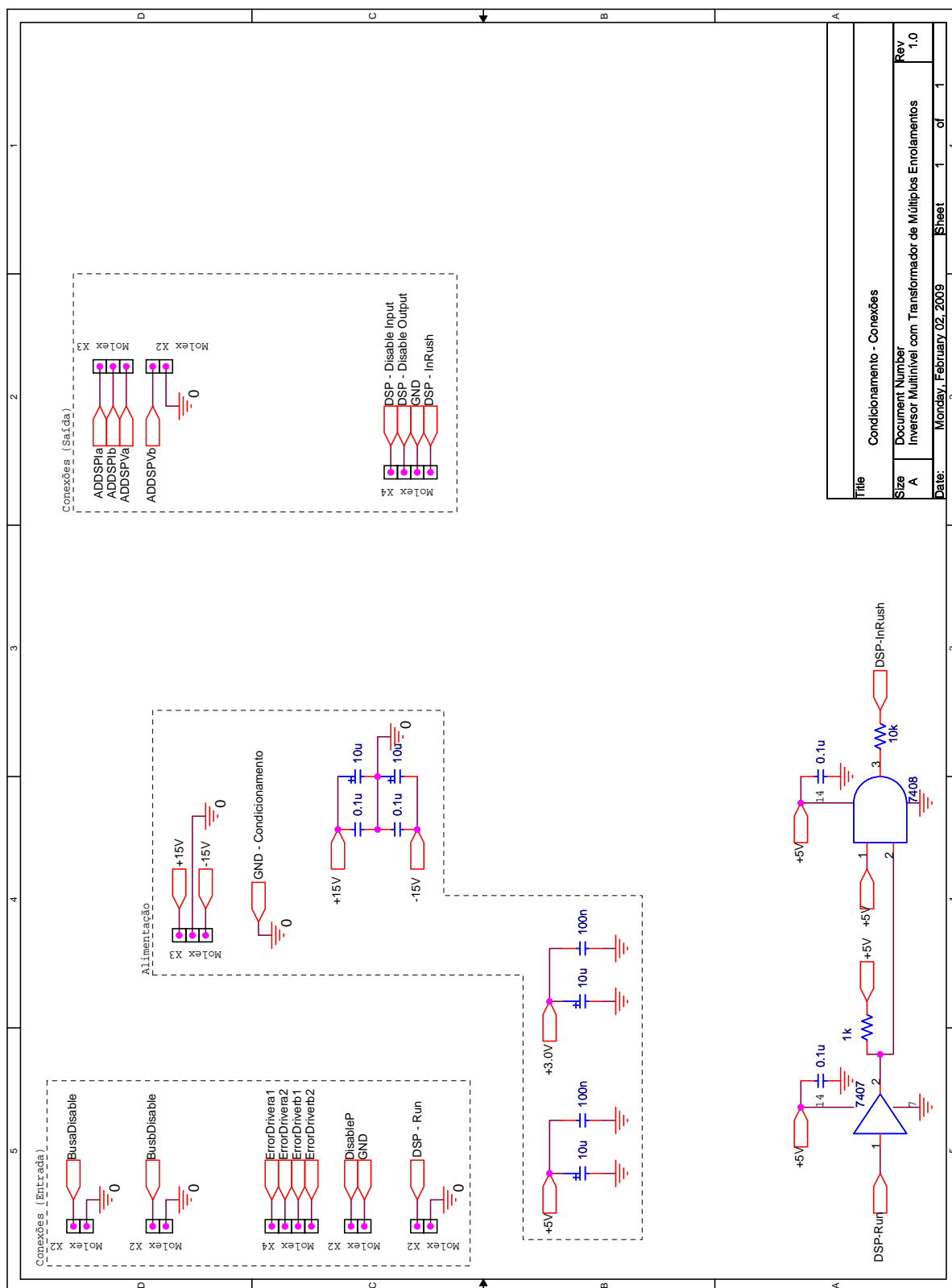


Figura A.8: Circuito para conexões

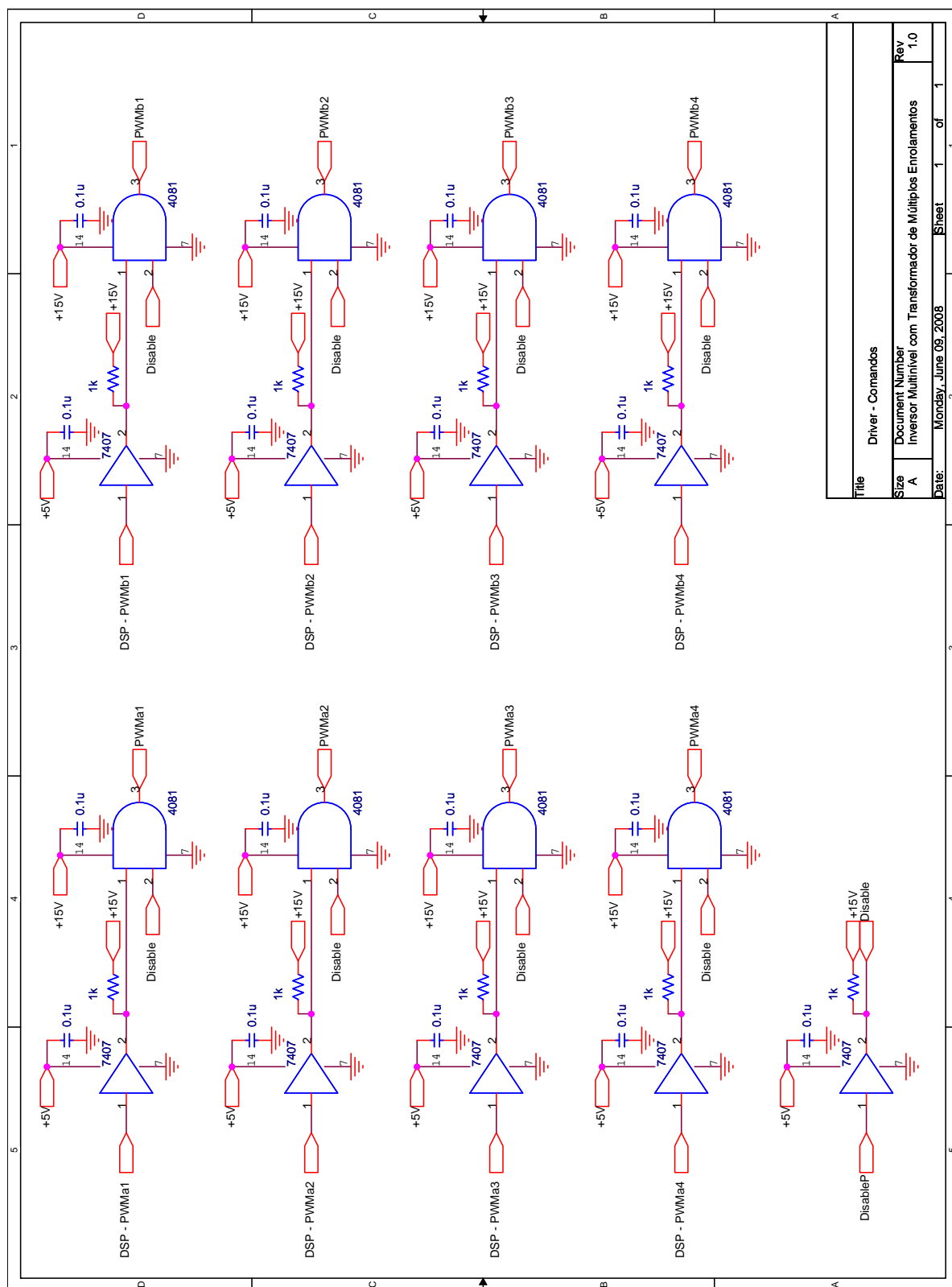


Figura A.9: Circuito para condicionamento dos sinais de comando

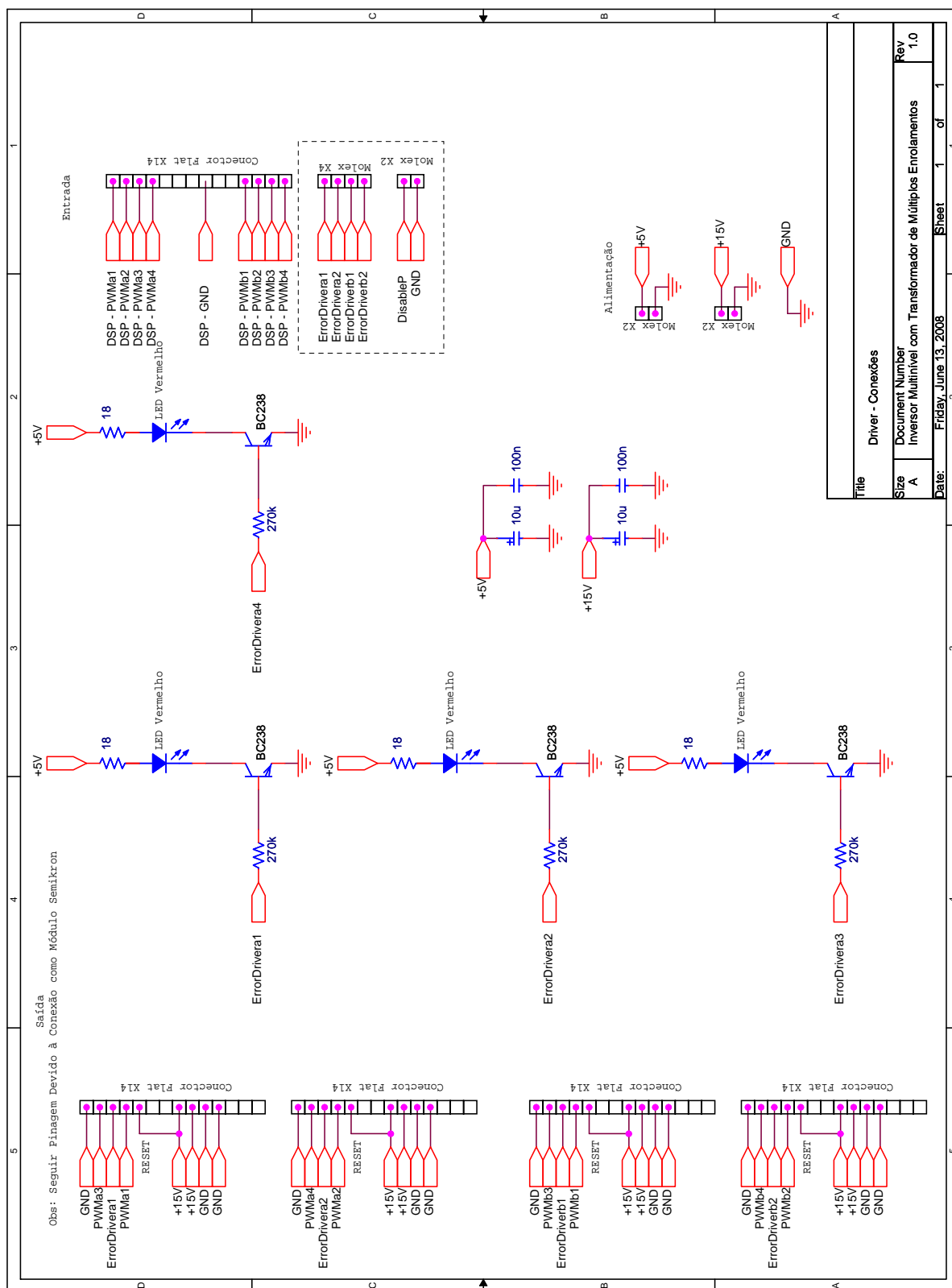


Figura A.10: Circuito para conexões dos circuitos dos sinais de comando

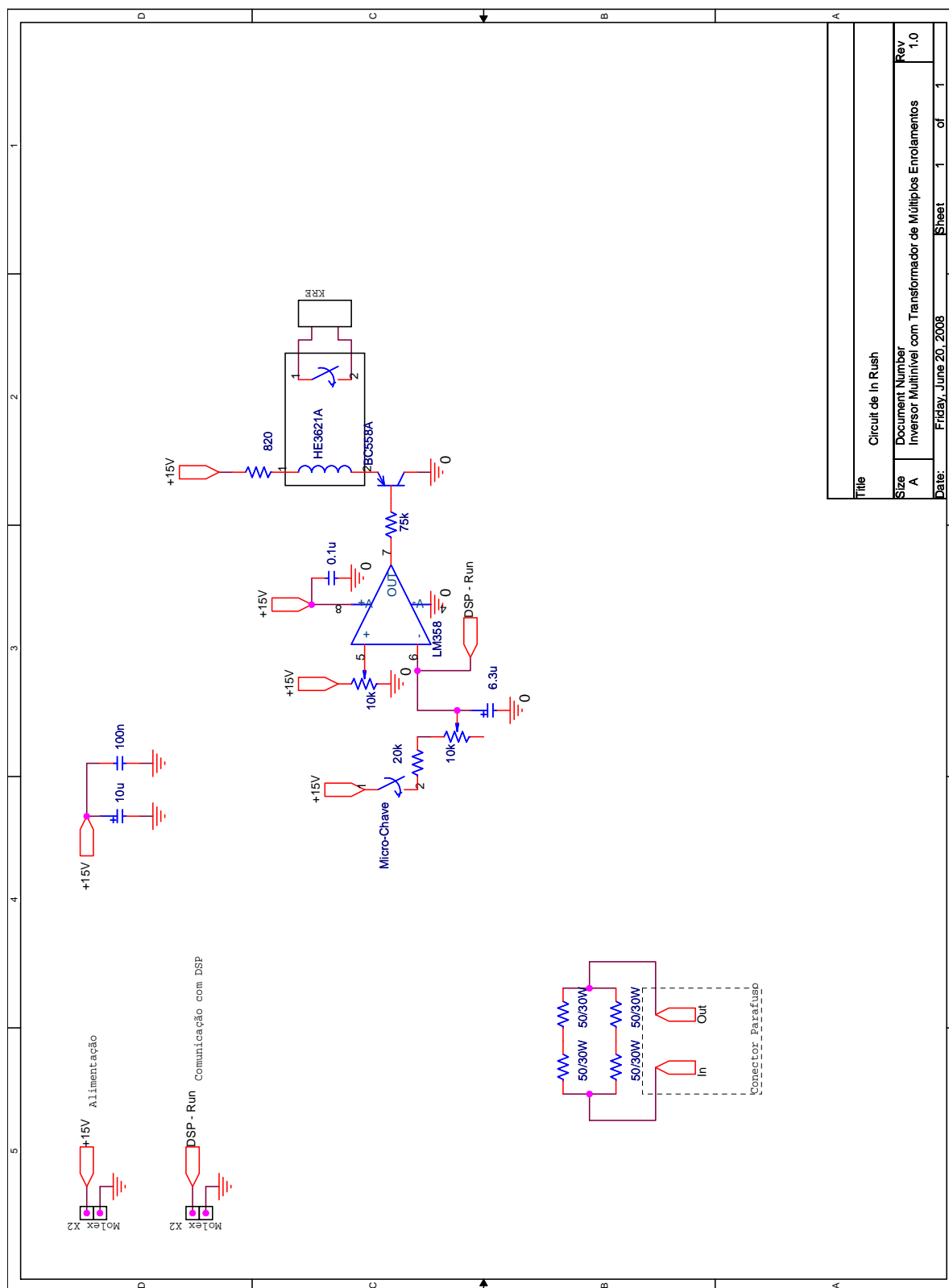


Figura A.11: Circuito de partida

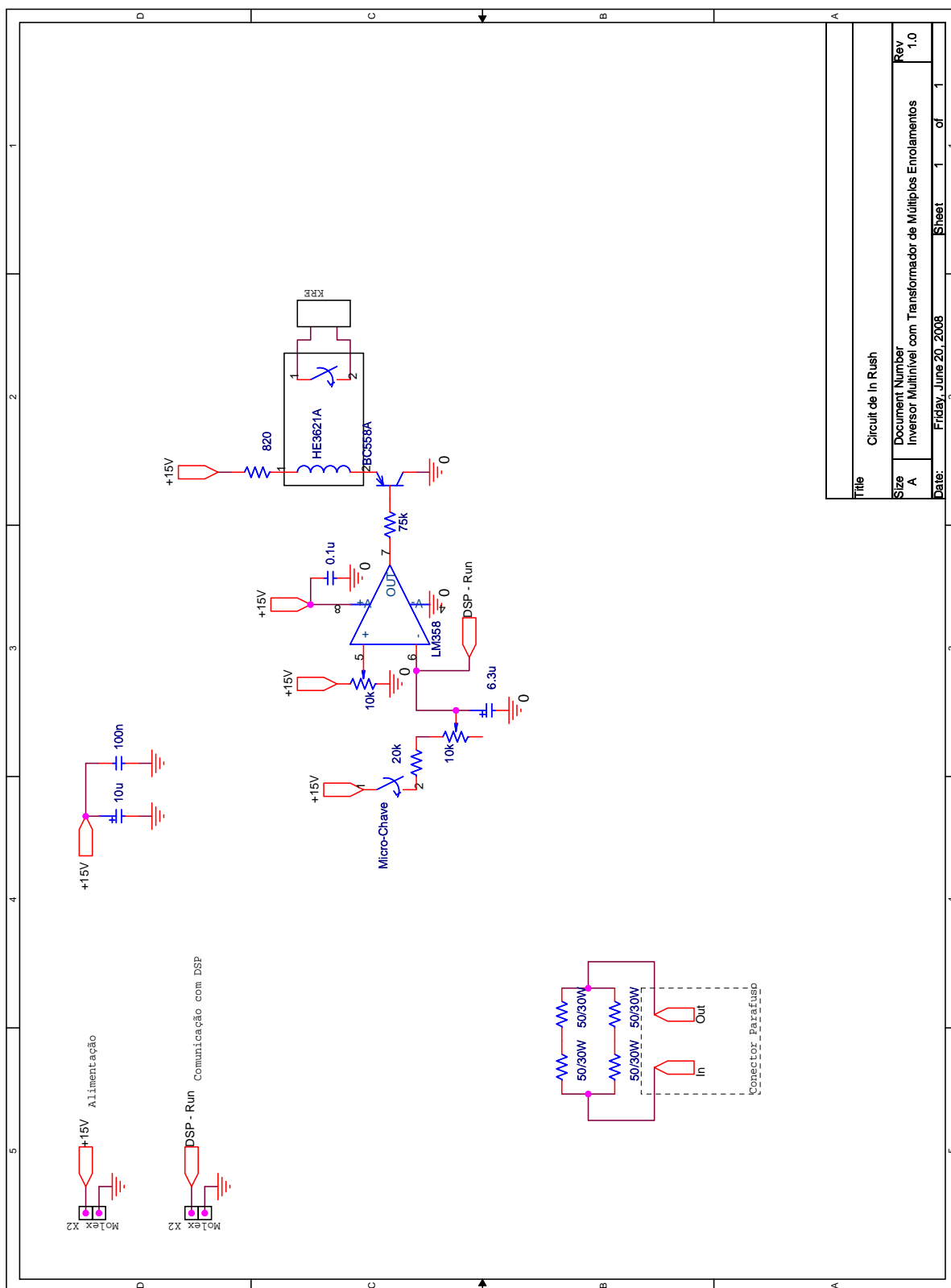


Figura A.12: Circuito da fonte auxiliar

